

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID  
ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

DEPARTAMENTO DE  
TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES



INGENIERÍA TÉCNICA DE TELECOMUNICACIÓN:  
SISTEMAS DE TELECOMUNICACIÓN

PROYECTO FIN DE  
CARRERA

ESTUDIO Y DISEÑO  
DE FILTROS BASADOS EN SPLIT RING  
RESONATORS

CARLOS GUTIÉRREZ HERNÁNDEZ

JULIO DE 2009



UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID  
ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

DEPARTAMENTO DE  
TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES



INGENIERÍA TÉCNICA DE TELECOMUNICACIÓN:  
SISTEMAS DE TELECOMUNICACIÓN

PROYECTO FIN DE CARRERA

ESTUDIO Y DISEÑO  
DE FILTROS BASADOS EN SPLIT RING  
RESONATORS

AUTOR: CARLOS GUTIÉRREZ HERNÁNDEZ  
TUTOR: OSCAR QUEVEDO TERUEL  
COTUTORA: EVA RAJO IGLESIAS

LEGANÉS, JUNIO DE 2009





Proyecto Fin de Carrera

TÍTULO DEL PFC

Autor

CARLOS GUTIÉRREZ HERNÁNDEZ

Tutor

OSCAR QUEVEDO TERUEL

Cotutora

EVA RAJO IGLESIAS

La defensa del presente Proyecto Fin de Carrera se realizó el día 9 de Junio de 2009, siendo evaluada por el siguiente tribunal:

PRESIDENTE: JOSE LUIS VÁZQUEZ ROY

SECRETARIO: DANIEL GARCÍA DOÑORO

VOCAL: JESÚS REQUENA CARRIÑON

y habiendo obtenido la siguiente CALIFICACIÓN: MATRICULA DE HONOR

LEGANÉS, A 9 DE JULIO DE 2009



*A los que me han aguantado todo este tiempo....*



# Contenido

<b>Agradecimientos</b>	<b>IX</b>
<b>1. INTRODUCCIÓN:</b>	<b>1</b>
1.1. METAMATERIALES: . . . . .	1
1.1.1. ANILLOS SRR: . . . . .	8
1.2. LINEA MICROSTRIP: . . . . .	11
<b>2. BANDA ELIMINADA</b>	<b>15</b>
2.1. INTRODUCCIÓN . . . . .	15
2.2. ESTUDIO PARAMÉTRICO . . . . .	16
2.2.1. ESTUDIO COMPLETO DE ESTRUCTURAS CON UN ÚNICO ANILLO . . . . .	16
2.2.2. ESTUDIO DE UNA ESTRUCTURA CON VARIOS ANILLOS SRR IGUALES . . . . .	32
2.2.3. ESTUDIO DE ESTRUCTURA CON VARIOS ANILLOS SRR DE DOS TAMAÑOS DIFERENTES . . . . .	54
2.2.4. ESTUDIO DE ESTRUCTURA CON VARIOS ANILLOS SRR DE TAMAÑOS DIFERENTES: . . . . .	68
2.3. DISEÑO FINAL . . . . .	73
2.4. CONCLUSIONES . . . . .	83
<b>3. BANDA PASANTE</b>	<b>85</b>
3.1. INTRODUCCIÓN . . . . .	85
3.2. ESTUDIO PARAMÉTRICO . . . . .	86
3.3. DISEÑO FINAL . . . . .	100
3.4. CONCLUSIONES . . . . .	103
<b>4. DISEÑO GSM 1800 - UMTS</b>	<b>105</b>
4.1. INTRODUCCIÓN . . . . .	105
4.2. ESTUDIO PREVIO Y TOMA DE DECISIONES . . . . .	106

4.3. ESTUDIO PARAMÉTRICO . . . . .	107
4.4. DISPOSITIVO FINAL . . . . .	117
4.5. CONCLUSIONES . . . . .	124
<b>5. CONCLUSIONES Y LINEAS FUTURAS</b>	<b>125</b>
5.0.1. LINEAS FUTURAS . . . . .	126
<b>Bibliografía</b>	<b>127</b>

## AGRADECIMIENTOS

Quiero agradecer a toda la gente que me ha acompañado durante la carrera, y especialmente a mi familia que me ha ayudado a conseguirlo





# CAPÍTULO 1

## INTRODUCCIÓN:

En primer lugar, se va a proceder a realizar una introducción de los aspectos teóricos que se van a tratar a lo largo de este proyecto fin de carrera, para una adecuada lectura del mismo.

### 1.1. METAMATERIALES:

Uno de los conceptos más importantes que se va a tratar en este proyecto es el de metamateriales, por tanto, pasamos en primer lugar a definirlos:

-Definición en el sentido más amplio:

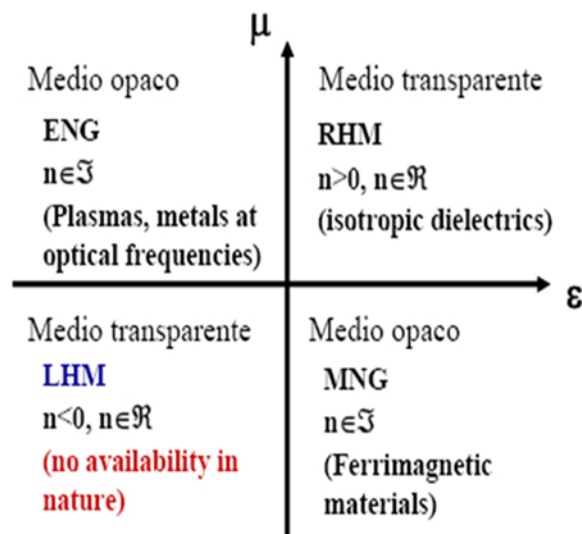
*"Material artificial que presenta propiedades electromagnéticas inusuales, propiedades que proceden de la estructura diseñada y no de su composición, es decir, son distintas a las de sus constituyentes"*

-En un sentido más estricto:

*"Se considera un metamaterial a aquél que constituye una estructura periódica, cuya dimensión máxima sea menor que la longitud de onda con la que vaya a trabajar. De esta manera, la estructura diseñada podría considerarse como una "molécula", y sus propiedades ser modeladas mediante parámetros globales, permitividad, permeabilidad, índices de refracción etc. exactamente igual a como se hace con las moléculas presentes en la naturaleza"*

Algunos amplían esta última definición incluyendo en la misma estructuras aleatorias (igual que en la naturaleza existen sólidos cristalinos, periódicos y sólidos amorfos) y también existe quien no considera la restricción del tamaño de la estructura, aceptando también como metamateriales a aquellos de dimensiones mayores que la longitud de onda (cristales fotónicos). Por el contrario, nosotros vamos a considerar como metamateriales a aquellos que presentan permitividades y permeabilidades negativas simultáneamente lo que dará lugar a índices de refracción negativos.

Antes de continuar debemos tener una visión global de los tipos de materiales en función de sus propiedades electromagnéticas, es decir, de  $\epsilon$  y  $\mu$ , lo que dará lugar a cuatro clases de materiales presentes en la figura 1.1



**Figura 1.1.** Clasificación de los materiales en función de sus propiedades electromagnéticas

Si realizamos una discriminación de los materiales en función de los parámetros básicos, permitividad y permeabilidad, obtenemos los 4 tipos de materiales presentes en 1.1, siendo RHM modo de transmisión diestro, LHM modo de transmisión zurdo, ENG *epsilon negative materials*, MNG *mu negative materials*, medio opaco es el que no permite la transmisión de energía también se denominan modos evanescentes y por

ultimo el medio transparente si permite transmisión de energía en forma de los también llamados modos propagantes.

El primero de ellos corresponde al caso en el que  $\epsilon_{eff}$  y  $\mu_{eff}$  (permitividades y permeabilidades efectivas) son ambas positivas, lo que se corresponde a un medio propagante convencional (dieléctrico). Existen también medios evanescentes en los que la propagación no está permitida, es decir, aquellos en los que una de las dos magnitudes,  $\epsilon_{eff}$  ó  $\mu_{eff}$ , es negativa y la otra positiva. En este caso la constante de propagación es imaginaria y la estructura sólo admite modos evanescentes. Por último existe un cuarto cuadrante en el que la propagación es posible, correspondiente al caso en el que  $\epsilon_{eff}$  y  $\mu_{eff}$  son ambas negativas. Esta combinación, que no aparece de forma espontánea en la naturaleza, presenta interesantes propiedades, ya predichas por Veselago en 1968 [V.G.Veselago, 1968].

De hecho,  $\epsilon$  y  $\mu$  son las magnitudes fundamentales que determinan la propagación de las ondas electromagnéticas en la materia. Esto es debido a que son los únicos parámetros que aparecen en la relación de dispersión, que relaciona la frecuencia de la radiación monocromática  $\omega$  y el vector de onda  $k$ . Para el caso de una sustancia isótropa la relación de dispersión toma la forma siguiente:

$$k^2 = \frac{\omega^2}{c^2} n^2 \quad (1.1)$$

donde  $n^2$  es el cuadrado del índice de refracción de la sustancia, y viene dado por:

$$n^2 = \epsilon\mu \quad (1.2)$$

En el caso de no considerar pérdidas en el medio,  $\epsilon$  y  $\mu$  son números reales. Puede verse que un cambio simultáneo en  $\epsilon$  y en  $\mu$  no produce cambios en estas relaciones. En vista de este resultado podría pensarse que las propiedades de una sustancia no se ven afectadas por un cambio simultáneo de ambas magnitudes. Sin embargo esto no es así, como veremos a continuación. Para analizar las consecuencias de estos cambios es necesario analizar las ecuaciones de Maxwell y las ecuaciones constitutivas:

$$\bar{\nabla} \times \bar{E} = -\frac{\delta \bar{B}}{\delta t} \quad (1.3)$$

$$\bar{\nabla} \times \bar{H} = \bar{j} + \frac{\delta \bar{D}}{\delta t} \quad (1.4)$$

$$\bar{\nabla} \times \bar{D} = \epsilon \times \bar{E} \quad (1.5)$$

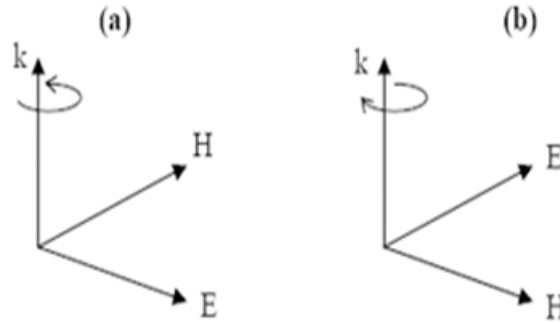
$$\bar{\nabla} \times \bar{B} = \mu \times \bar{H} \quad (1.6)$$

donde  $\vec{E}$  es el campo eléctrico,  $\vec{B}$  la densidad de flujo magnético,  $\vec{H}$  el campo magnético y  $\vec{D}$  el desplazamiento eléctrico. Si suponemos la propagación de una onda plana monocromática donde todas las cantidades son proporcionales a  $e^{i(kz-\omega t)}$ , las expresiones anteriores se reducen a:

$$\vec{k} \times \vec{E} = \omega \mu \vec{H} \quad (1.7)$$

$$\vec{k} \times \vec{H} = -\omega \epsilon \vec{E} \quad (1.8)$$

Puede verse de la relación anterior que si  $\epsilon > 0$  y  $\mu > 0$   $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$  y  $\vec{k}$  forman un triplete diestro, mientras que si, por el contrario,  $\epsilon < 0$  y  $\mu < 0$ ,  $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$  y  $\vec{k}$  forman un triplete zurdo, de ahí las denominaciones de medios diestros o right-handed (RHM) en el primer caso y de medio zurdos o left-handed (LHM) en el segundo.



**Figura 1.2.** Relación entre un medio convencional RHM (a), y un medio zurdo LHM (b)

Donde la energía viene dada por el vector de Poynting que se define según la siguiente expresión:

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (1.9)$$

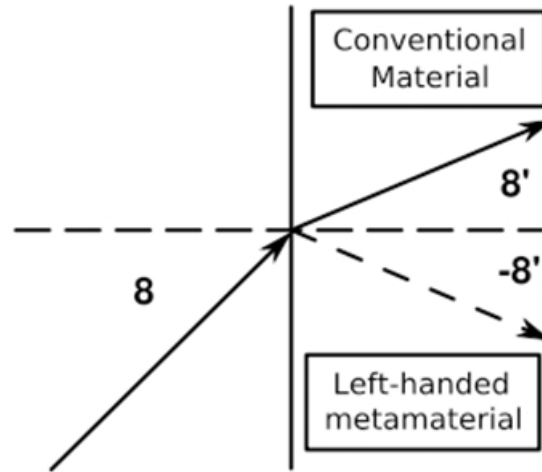
Donde puede verse que el vector  $\vec{S}$  siempre forma un triplete diestro con los vectores  $\vec{E}$  y  $\vec{H}$ , por lo tanto para el caso de un medio diestro  $\vec{S}$  y  $\vec{k}$  tendrán la misma dirección, mientras que para el caso de un medio zurdo sus direcciones serán opuestas. Así pues en un medio zurdo la velocidad de fase y la velocidad de grupo tendrán signos opuestos. Otra característica de este tipo de medios es que presentan un índice de refracción negativo. Vemos que el índice de refracción  $n = \sqrt{\epsilon\mu}$  presenta una ambigüedad en el signo de la raíz cuadrada que se resuelve con un análisis adecuado, ya que tanto  $\epsilon$  como  $\mu$  son funciones analíticas que toman en general valores complejos. Por ejemplo si en lugar de escribir  $\epsilon=-1$  y  $\mu=-1$  escribimos  $\epsilon = e^{i\pi}$  y  $\mu = e^{i\pi}$  entonces:

$$n = \sqrt{\epsilon\mu} = \sqrt{\epsilon}\sqrt{\mu} = e^{i\pi/2}e^{i\pi/2} = e^{i\pi} = -1 \quad (1.10)$$

Al realizar dicho análisis es importante tener en cuenta que la raíz cuadrada tanto de  $\epsilon$  como de  $\mu$  ha de tener parte imaginaria positiva (necesario para un material pasivo).

Este tipo de materiales presentan ciertas propiedades bastante curiosas:

-Ley de Snell inversa: se produce una inversión del ángulo de salida entre un medio convencional y un medio con estas características, debido al coeficiente de reflexión negativo.



**Figura 1.3.** Ley Snell inversa en la que se ve como el rayo transmitido emerge con el ángulo inverso

- Presentan una velocidad de fase y una velocidad de grupo antiparalelas
- Soportan radiación Cerenkov inversa
- Presentan efecto Doppler inverso

### **Cómo obtener estos parámetros negativos:**

Como hemos visto antes, no existe un material con estas características, lo que no significa que no puedan ser inducidas.

Primero necesitamos entender qué significa tener  $\epsilon$  o  $\mu$  negativas, y cómo se manifiestan en la materia. El modelo de Drude-Lorentz es un buen punto de partida, como sustituye conceptualmente los átomos y las moléculas de la materia real por un sistema de osciladores, donde los electrones forman parte del sistema, resonando a una frecuencia  $\omega_0$ . A frecuencias inferiores a  $\omega_0$ , un campo eléctrico aplicado a dicha materia, desplaza los electrones del núcleo positivo, induciendo una polarización en la misma dirección que el campo eléctrico, a frecuencias cercanas a la resonancia, la polarización inducida se hace muy grande, como en el caso del fenómeno de resonancia, la gran respuesta representa la acumulación de energía en varios ciclos, tal cantidad de energía se acumula en el resonador relativo al campo excitador. Esta energía acumulada es tan grande que aún el cambio de signo del campo eléctrico aplicado tiene un pequeño efecto en la polarización cerca de la resonancia, si la frecuencia del campo excitador se varía a través de la resonancia, la polarización cambia bruscamente de estar en fase a no estar con el campo excitador y el material exhibe una respuesta negativa, si en lugar de los electrones la respuesta del material fuera debido a un momento magnético armónico, entonces habría una respuesta negativa magnética.

Aunque menos común que los materiales con características positivas, los materiales negativos se pueden encontrar en la naturaleza. Materiales con  $\epsilon$  negativos incluyen a los metales como la plata, el oro y el aluminio, a frecuencias ópticas, mientras que materiales con  $\mu$  negativo, incluyen sistemas resonantes ferromagnéticos o sistemas antiferromagnéticos.

El hecho de que los materiales con parámetros negativos ocurran cerca de la resonancia tiene dos consecuencias importantes, primero los materiales con parámetros negativos exhibirán una dispersión de frecuencia, segundo, el ancho de banda de estos materiales será estrecho comparado con los materiales de parámetros positivos. Esto nos puede ayudar sobre la pregunta inicial, por qué los materiales con  $\epsilon$  y  $\mu$  negativos simultáneamente no se encuentran en la naturaleza. La resonancia en los materiales existentes, que aumentan la polarización eléctrica, típicamente ocurren a muy altas frecuencias, en frecuencias ópticas, para los metales, en el rango de terahertz THz a las regiones del infrarrojo para semiconductores y aisladores, por el contrario los sistemas de resonancia

magnética ocurren a baja frecuencia, es decir los fenómenos eléctricos y magnéticos no ocurren en el mismo rango de frecuencia.

### **Evolución de los metamateriales**

En los años 1990, los investigadores comenzaron a pensar en la posibilidad de fabricar estos materiales para mejorar la respuesta electromagnética. Para realizar estos materiales se repiten elementos diseñados para que posean una fuerte respuesta a los campos electromagnéticos, a medida que el tamaño y el espacio que ocupan se reduce en comparación con la longitud de onda de la radiación electromagnética de interés, esta radiación incidente no distingue entre esta colección de elementos de un material homogéneo, entonces conceptualmente podemos reemplazar este sistema no homogéneo por un material continuo con propiedades de  $\epsilon$  y  $\mu$  determinadas. A baja frecuencia, los conductores son excelentes candidatos, para fabricar estos materiales.

Un metamaterial con las características del modelo Drude Lorentz, es un conjunto de elementos de alambre los cuales son cortados periódicamente, la constante dieléctrica efectiva para estos sistemas, está dada por la frecuencia de plasma  $\omega_p$  y  $\omega_0$  que es la frecuencia de resonancia y está determinada por la geometría de la estructura, a frecuencias superiores a  $\omega_0$  y por debajo de  $\omega_p$ , la constante dieléctrica efectiva es negativa y debido a que la frecuencia de resonancia se puede establecer en cualquier valor en un metamaterial, los fenómenos usualmente asociados a las frecuencias ópticas que incluyen un  $\epsilon$  negativo se pueden reproducir a bajas frecuencias.

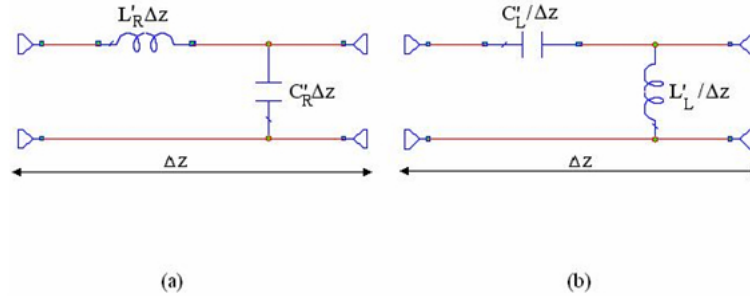
Para realizar una respuesta magnética de los conductores el método es algo diferente. De la definición del momento de un dipolo magnético, la respuesta magnética se puede obtener induciendo una circulación de una corriente en un lazo cerrado, una corriente solenoidal, más aún, si se produce el fenómeno en forma de resonancia en el elemento se produce una fuerte respuesta magnética que puede llevar a un  $\mu$  negativo.

J. B. Pendry fue el primero en teorizar una forma práctica de hacer un metamaterial zurdo (LHM). "Zurdo" en este contexto significa un material en el que la "regla de la mano derecha" no es obedecida, lo que permite que una onda electromagnética transmita energía (con una velocidad de grupo) en la dirección opuesta a su velocidad de fase. La idea inicial de J. B. Pendry, era que una distribución de cables metálicos alineados a lo largo de la dirección de propagación de la onda dan lugar a una permitividad efectiva negativa ( $\epsilon < 0$ ). Sin embargo, existen materiales naturales (como los Ferroeléctricos) con permitividad negativa: el reto era construir un material que tuviera al mismo tiempo una permeabilidad negativa ( $\mu < 0$ ). En 1999, Pendry demostró que un recorte en el plano de la estructura introduce una capacidad en el circuito planar que puede

llegar a resonar a una frecuencia dada por la geometría del mismo, este anillo resonador cortado, *split ring resonator* (SRR), en su diversidad de formas puede ser visto como un metamaterial equivalente a un átomo magnético, el cual podría proporcionar esa permeabilidad negativa. De esa manera, una distribución periódica de esos cables y anillos podría dar lugar a un índice de refracción efectivo negativo.

### 1.1.1. ANILLOS SRR:

Como hemos visto antes esta estructura fué introducida por primera vez por John Pendry a finales de los 90 [Pendry et al., 1999], y es de verdadera importancia en el mundo de los metamateriales ya que es la primera vez que conseguimos una permeabilidad magnética negativa efectiva. Esta estructura consta de dos anillos concéntricos con dos muescas, una en cada uno de los anillos, situadas en lados opuestos. Cuando el dispositivo es alimentado mediante un campo axial, el anillo actúa como un inductor "L" y la sección abierta como un condensador "C". Debido a esto el anillo en su conjunto actúa como un circuito "LC". Por tanto la estructura básica de una línea de transmisión dada por una bobina en serie y un condensador en paralelo (línea convencional), pasa a una configuración contraria, la bobina en paralelo y el condensador en serie (línea de transmisión en modo LHM).

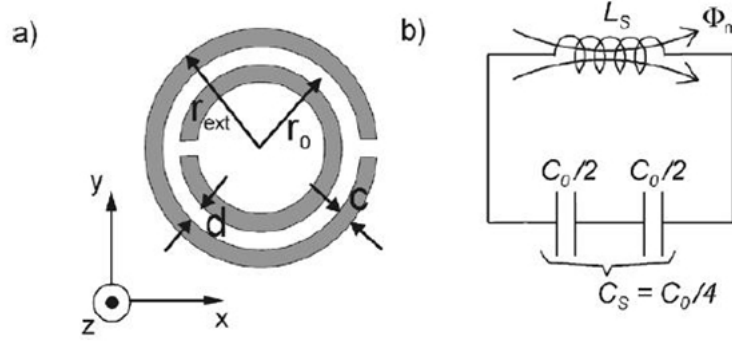


**Figura 1.4.** Representación circuital de línea de transmisión convencional RHM (a), y línea de transmisión zurda LHM (b)

Si lo alimentamos con una corriente axial, la corriente se ve obligada a saltar de un anillo al otro a través de los puntos donde están estas muescas, lo cual produce un fuerte desplazamiento de corriente. Como hemos dicho anteriormente estas muescas se comportan como una distribución capacitiva que aumenta la C total del dispositivo, lo que tiene como consecuencia un desplazamiento de la frecuencia de resonancia de la estructura hasta cotas significativamente menores, y presenta en un



cierto ancho de banda una característica similar a la de un medio con un valor de permeabilidad magnética negativa. No obstante, el anillo SRR presenta efectos de polarización cruzada (acoplamiento magnetoeléctrico) [R.Marques et al., ], debido a los cuales también se puede excitar mediante un campo eléctrico debidamente polarizado.



**Figura 1.5.** Estructura anillo SRR

a) se presenta la estructura del anillo SRR con todas las medidas características, b) equivalente circuital del anillo SRR

La figura 1.5 muestra el equivalente circuital de la estructura SRR y según [Bonache, 2006] la frecuencia de resonancia puede ser calculada a través de los elementos capacitivos e inductivos característicos del resonador. Sabiendo que  $C_0$  representa la capacidad total entre anillos del SRR, es decir:

$$C_0 = 2\pi r_0 C_{pul} \quad (1.11)$$

donde  $C_{(pul)}$  es la capacidad estática por unidad de longitud entre las dos tiras metálicas de los anillos. La frecuencia de resonancia viene dada por la siguiente expresión:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \quad (1.12)$$

donde  $C_s$  es la conexión serie de las capacidades de las mitades superiores e inferiores del SRR, es decir:

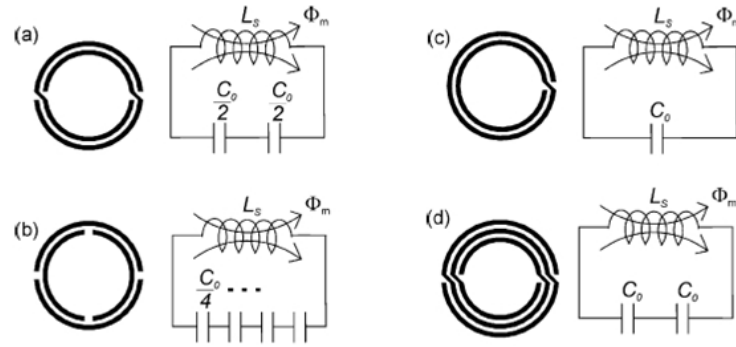
$$C_s = \frac{C_0}{4} \quad (1.13)$$

La inducción  $L_s$  puede ser aproximada por la de un anillo con un radio igual al promedio  $r_0$  del SRR y de anchura  $c$

Fue Smith [Smith et al., 2000] quien posteriormente llevo a cabo la primera medida de un metamaterial fabricado. Esta estructura constaba de varios anillos SRR, lo que

lleva asociado  $\mu < 0$ , y un conjunto de hilos metálicos paralelos, equivalentes a  $\epsilon < 0$ . El resultado es una estructura que propaga la señal a estas frecuencias de resonancia en el modo LHM característico de los metamateriales.

Introduciendo modificaciones en la topología de la figura 1.5, se pueden obtener nuevos resonadores como, por ejemplo, el Non-Bianisotropic Split-Ring Resonator (NB-SRR), el Double-Slit Split-Ring Resonator (D-SSR), el Spiral Resonator (SR) y el Double Spiral Resonator (DSR)



**Figura 1.6.** Estructuras modificadas de SRR con esquemas y circuitos equivalentes correspondientes al Non-Biasotropic Split-Ring Resonator (NB-SRR) (a), Double-Slit Split-Ring Resonator (D-SRR) (b), Spiral Resonator (SR) (c) y Double Spiral Resonator (DSR) (d).)

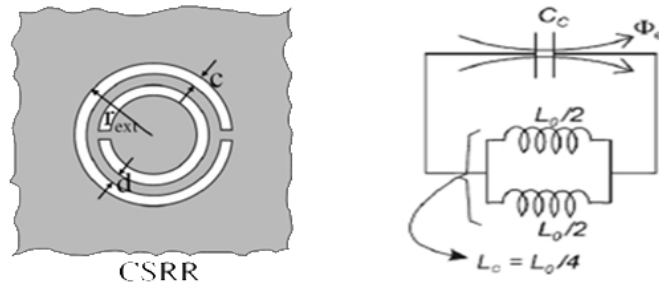
-El NB-SRR y el D-SRR presentan una simetría de rotación de  $180^\circ$  lo que hace que los efectos de polarización cruzada queden eliminados, efecto que sucede en los SRR.

-En el caso particular de los SR y DSR, la frecuencia de resonancia se disminuye para el mismo tamaño de los anillos como se puede extraer de los circuitos equivalentes, ya que la capacidad en serie aumenta.

-En el D-SRR por el contrario se dobla la frecuencia de resonancia para el mismo tamaño de anillos.

Dentro de este grupo de elementos también debemos tener en cuenta los CSRR, es decir, los SRR complementarios, de misma estructura que los SRR pero situados en el plano de masa, que fueron propuestos por Falcone en 2004 [Falcone et al., 2004].

La figura 1.7 muestra el cambio circuital respecto al SRR:



**Figura 1.7.** Estructura CSRR y circuito equivalentes correspondientes

El CSRR es obtenido a partir de sustituir las partes metálicas del plano de masa de la estructura original por aperturas en forma del SRR que deseamos. Dicha partícula presenta la misma frecuencia de resonancia que un SRR para las mismas dimensiones. Sin embargo, mientras un SRR es excitado por un campo magnético axial, el CSRR es excitado mediante un campo eléctrico axial paralelo al eje Z.

## 1.2. LINEA MICROSTRIP:

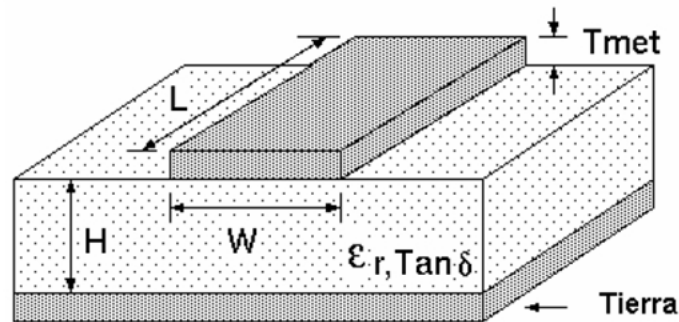
Este proyecto se basa en diseños que usan como base la línea microstrip, a partir de la cual y añadiendo anillos SRR se obtendrán distintas aplicaciones. Por este motivo presentamos una breve introducción a este tipo de tecnología de microondas.

La línea microstrip es una de las estructuras de transmisión planas más populares, principalmente debido a la simplicidad de su estructura y a que se puede integrar fácilmente con otros dispositivos de microondas activos o pasivos. Otras características de este tipo de estructuras son: su bajo coste, sus reducidas dimensiones y su método de fabricación fotolitográfico, que proporciona una fácil producción en masa.

Sin embargo, su utilización también tiene algunos inconvenientes debido a las altas pérdidas de la línea y su sensibilidad a la variación de la temperatura que hace que no sea apropiada para aplicaciones de alta potencia.

La figura 1.8 nos muestra la estructura de una línea microstrip. Los parámetros más importantes para el diseño son: la anchura,  $w$ , la altura,  $h$ , que es el grosor del sustrato dieléctrico y la permitividad efectiva del sustrato,  $\epsilon_r$ .

A partir de estos parámetros podemos obtener: la constante eléctrica efectiva, la longitud de onda y la impedancia característica. Estos parámetros pueden ser fácilmente calculados a través de unas simples ecuaciones, o bien mediante algún programa de cálculo de línea de transmisión



**Figura 1.8.** Línea Microstrip, esquema y parámetros relevantes

A diferencia de la stripline, las líneas microstrip son estructuras abiertas, de forma que las líneas de campo no están confinadas y la propagación debe analizarse en rigor con las técnicas de campos de las guías de onda.

#### El sustrato dieléctrico:

La elección del sustrato dieléctrico juega un papel importante en el diseño de la línea. Los parámetros más relevantes del sustrato dieléctrico son:

- La constante dieléctrica.
- La tangente de pérdidas.
- La conductividad y la expansión termal de los conductores metálicos.

Existen numerosos tipos de sustratos que podemos utilizar para el diseño de una línea de transmisión. Sus valores se suelen encontrar en el rango  $1.01 < \epsilon_r < 12$ .

Las pérdidas de la línea microstrip se deben básicamente a la suma de dos contribuciones, la de las pérdidas provocadas por el conductor y las pérdidas provocadas por el dieléctrico, ambas aumentan con la frecuencia. Las pérdidas por los conductores predominan a bajas frecuencias, mientras que a altas frecuencias lo hacen las pérdidas debidas al dieléctrico. Estas últimas pérdidas dependen de la permitividad dieléctrica relativa y aumentan proporcionalmente a ella.

Para el desarrollo del proyecto hemos decidido optar para la construcción de nuestros diseños físicos Arlon 450 disponible en el laboratorio que tiene una permitividad similar a la fibra de vidrio.

# Características Arlon 450	Valor
Permitividad dieléctrica relativa, $\epsilon_r$ .	4.5
Tangente de pérdidas, $\tan\delta$	0.0025
Grosor del dieléctrico, h	1.5mm/3mm

**Cuadro 1.1. características Arlon 450.** Se presentan todas las características de sustrato que se empleara para los dispositivos físicos.

### La permitividad dieléctrica efectiva:

La línea microstrip posee una estructura no homogénea, es decir, tiene la mayor parte de sus líneas de campo en la región del dieléctrico, concentradas entre la tira metálica y el plano de masa, mientras que el resto de las líneas de campo se encuentran en el aire, sobre el sustrato. Por eso es necesario definir una permitividad eléctrica efectiva  $\epsilon_e$ , diferente de la permitividad dieléctrica del sustrato, que contemple la del dieléctrico y la del aire.

Debido a que algunas líneas de campo están en el aire y otras en el dieléctrico la permitividad efectiva debe satisfacer la relación:

$$1 < \epsilon_e < \epsilon_r \quad (1.14)$$

y es dependiente del grosor del sustrato h, y de la anchura del conductor w.

La permitividad efectiva de la línea microstrip viene dada por las ecuaciones:

$$\begin{aligned} \epsilon_{r,eff} &= \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{10h}{w}\right)^{-a \cdot b} \\ a &= 1 + \frac{1}{49} \cdot \ln \left[ \frac{(w/h)^4 + \{w/(52h)\}^2}{(w/h)^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \cdot \ln \left\{ 1 + \left( \frac{w}{18.1h} \right)^3 \right\} \\ b &= 0.564 \cdot \left\{ \frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3} \right\}^{0.053} \end{aligned}$$

Por lo tanto podemos calcular la longitud de onda guiada como:

$$\lambda_g = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e} f_0} \quad (1.15)$$

Donde  $c$  es la velocidad de la luz, y  $f_0$  es la frecuencia de trabajo.

**Impedancia característica:**

La impedancia característica de la línea microstrip depende de los parámetros de su geometría transversal, cuya fórmula fue hallada por Wheeler, y es la que sigue:

$$Z_{\text{microstrip}} = \frac{Z_0}{2\pi\sqrt{2(1+\varepsilon_r)}} \ln \left( 1 + \frac{4h}{w_{\text{eff}}} \left( \frac{14 + \frac{8}{\varepsilon_r}}{11} \frac{4h}{w_{\text{eff}}} + \sqrt{\left( \frac{14 + \frac{8}{\varepsilon_r}}{11} \frac{4h}{w_{\text{eff}}} \right)^2 + \pi^2 \frac{1 + \frac{1}{\varepsilon_r}}{2}} \right) \right)$$

Cuyo ancho de línea efectivo es:

$$w_{\text{eff}} = w + t \frac{1 + \frac{1}{\varepsilon_r}}{2\pi} \ln \left( \frac{4e}{\sqrt{\left( \frac{t}{h} \right)^2 + \left( \frac{1}{\pi} \frac{1}{\frac{w}{t} + \frac{11}{10}} \right)^2}} \right)$$

Cuando nosotros diseñemos los dispositivos, intentaremos reducir al máximo las pérdidas por desadaptación, con lo cual deberemos adaptar las medidas de la estructura, principalmente el ancho de la línea superior de transmisión, para que la impedancia de la microstrip sea de  $50\Omega$ , al igual que nuestro generador, para ello se pueden utilizar las formulas anteriores obtenidas de [Pozar, 2005] si lo queremos obtener de manera teórica, o usar uno de los múltiples programas existentes. En nuestro caso usaremos el TXLINE, que a partir de la altura y permitividad del dieléctrico, y junto con la frecuencia de trabajo obtendremos el resto de parámetros necesarios para que la línea microstrip presente impedancia  $50\Omega$ .

## CAPÍTULO 2

# BANDA ELIMINADA

En este segundo capítulo presentamos el desarrollo completo del diseño de filtros banda eliminada a través de anillos SRR

### 2.1. INTRODUCCIÓN

Desde que se empezaron a estudiar los dispositivos de microondas, se han observado frecuencias espurias indeseadas y armónicos que limitan el uso de este tipo de tecnología, siendo crítico en algunas aplicaciones. Se han desarrollado múltiples técnicas para eliminar esas frecuencias molestas, pero a menudo aparecen problemas con las pérdidas introducidas al usar ciertos dispositivos, ancho de banda demasiado estrechos y poco adaptables.

El objetivo o aplicación de los SRR (Split Ring Resonators) que se va a dar en este capítulo será conseguir eliminar la transmisión de señales en ciertas bandas de frecuencia mediante el acoplo magnético que presentan estas partículas en configuraciones planares. Ya se han realizado numerosos estudios en este campo, pero en este proyecto nos vamos a centrar en conocer la naturaleza del SRR y para ello comprobaremos cómo afecta esta estructura al diseño de dispositivos haciendo inicialmente un estudio completo referente a un solo anillo y las variaciones en propagación producidas al cambiar algunos parámetros del mismo, con el fin de comprender el comportamiento básico de una celda unidad, hasta diseñar estructuras con múltiples anillos usando tamaños variables, buscando

siempre nuevos resultados.

Para poder estudiar la respuesta de estos dispositivos con respecto a la propagación de señales, vamos a usar las medidas de los parámetros S, los cuales nos van a dar la cantidad de señal que se refleja (parámetro  $S_{11}$  ó coeficiente de reflexión), y más importante en nuestro caso, nos va a dar una idea de la cantidad de energía transmitida (parámetro  $S_{21}$  ó coeficiente de transmisión).

Al final del capítulo se presentarán varios dispositivos que se han llevado a cabo físicamente, junto con sus medidas oportunas, las cuales serán comparadas con las obtenidas teóricamente.

## 2.2. ESTUDIO PARAMÉTRICO

Inicialmente necesitamos conocer a fondo todas las características de esta estructura SRR, con esta idea se presentan las respuestas de un solo anillo grabado al lado de la línea central en una estructura microstrip correspondientes al estudio de sus diferentes parámetros(grosos, distancias, distintos espesores o distintos materiales). Una vez tengamos conocimientos de cómo funciona un solo SRR; veremos la repercusión que produce añadir más de un anillo a la estructura en distintas posiciones, concluyendo con dispositivos más complejos en los que se mezclan varias dimensiones intercaladas de maneras diferentes, lo cual nos encaminará al diseño de los dispositivos reales que llevaremos a cabo en laboratorio.

### 2.2.1. ESTUDIO COMPLETO DE ESTRUCTURAS CON UN ÚNICO ANILLO

Para empezar este estudio paramétrico necesitamos comenzar por la base, por lo que vamos a proceder a estudiar cómo se comporta frecuentemente una línea de transmisión en tecnología microstrip básica a la que se le ha añadido un Split Ring Resonator, para lo cual presentamos los parámetros S del dispositivo.

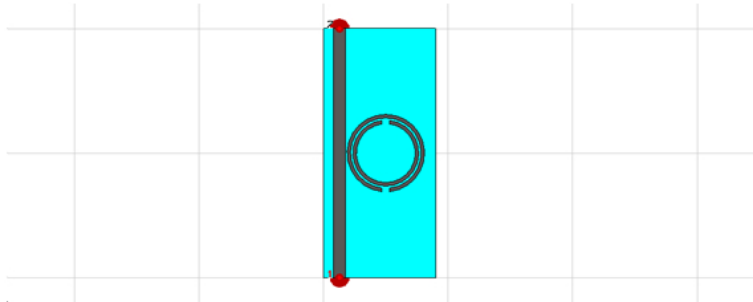
Las dimensiones con las que se ha realizado el diseño de la estructura SRR con la que se va a realizar el estudio inicial son:

- Parámetros de la línea:
  - ancho de la base: 40mm
  - ancho de la línea: 2mm



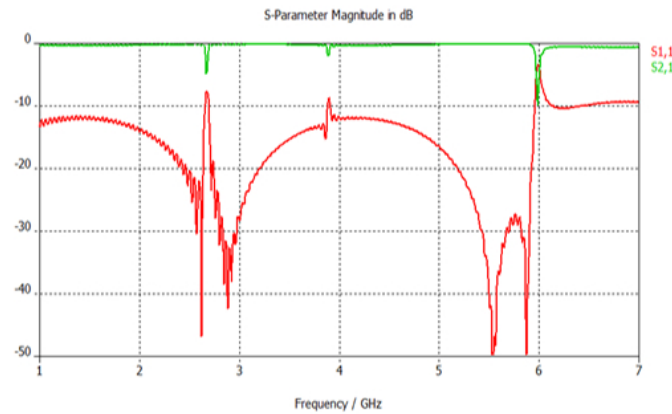
- largo de la línea: 40mm
- grosor plano de masa: 0.1mm
- grosor de dieléctrico: 0.5mm
- grosor de la línea: 0.1mm
- $\epsilon_r$  : 2.43
- Parámetros de anillos SRR:
  - anillo exterior:
    - radio externo: 6.1mm radio interno: 5.6mm
  - anillo interior:
    - radio externo: 5.287mm radio interno: 4.727mm
  - grosor de los anillos: 0.56mm
  - separación entre anillos: 0.37mm
- Otros parámetros:
  - grosor de las muescas: 0.56mm
  - distancia línea/anillo: 0.2mm

Con las cuales generamos la siguiente estructura representada en la figura 2.1:



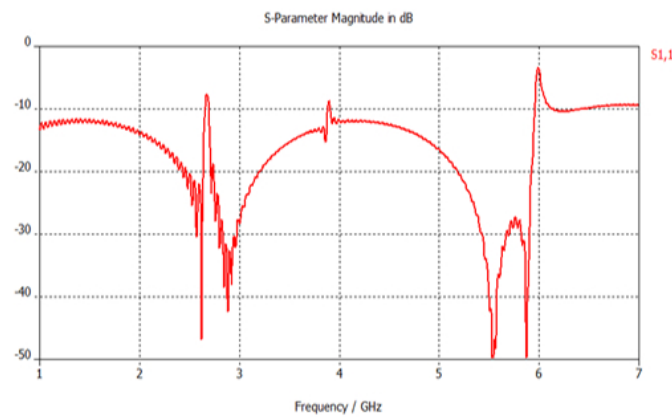
**Figura 2.1.** Estructura microstrip con un anillo SRR

Los parámetros S que nos van a permitir realizar el estudio en transmisión de la estructura son obtenidos a partir del software comercial *CST Microwave Studio* con el que se desarrolla toda la parte simulada de este proyecto, a partir de los cual obtenemos los siguientes parámetros S reflejados en la figura 2.2:

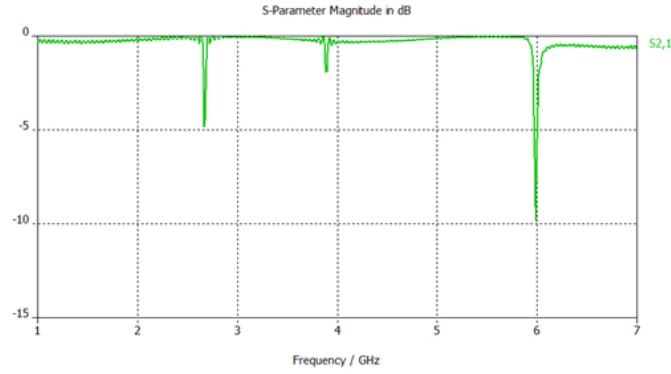


**Figura 2.2.** Parámetros S estructura básica, respuesta frecuencial del dispositivo de un único anillo

Como vemos se produce una pequeña perturbación en ciertas frecuencias tanto en el coeficiente de reflexión como en el coeficiente de transmisión, estudiemos con más detalle cada uno de los parámetros, siendo el coeficiente de reflexion la figura 2.3 y el coeficiente de transmision la figura 2.4.



**Figura 2.3.** Coeficiente de reflexión del dispositivo de un único anillo

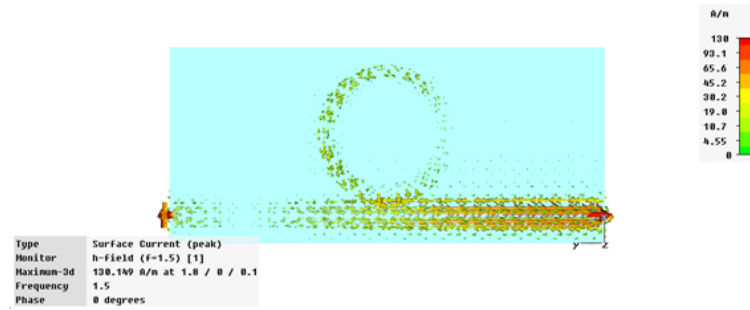


**Figura 2.4.** Coeficiente de transmisión del dispositivo de un único anillo

Esta perturbación conlleva que a esas frecuencias puntuales tengamos una caída de varios dB en el parámetro  $S_{21}$ , más concretamente de 5dB ( $f_1=2.67\text{GHz}$ ), 2dB ( $f_2=3.89\text{GHz}$ ) y de 10dB ( $f_3=5.98\text{GHz}$ ) lo que supone una reducción de la energía transmitida, la cual se convierte en energía reflejada, es decir el parámetro  $S_{11}$  repunta en estas mismas frecuencias. Todo esto es debido a que estos anillos entran en resonancia e impiden que se propague la señal. Se puede comprobar muy fácilmente cómo entran en resonancia si obtenemos el comportamiento de las corrientes de superficie a lo largo de la línea de transmisión. Primero obtendremos esta representación para una frecuencia arbitraria en la cual no observamos nada especial, que usaremos para comparar el comportamiento normal de la línea microstrip, con el comportamiento a las frecuencias donde se produce la alteración, es decir en las frecuencias:

$$f_1=2.67\text{GHz}, f_2=3.89\text{GHz}, f_3=5.98\text{GHz}$$

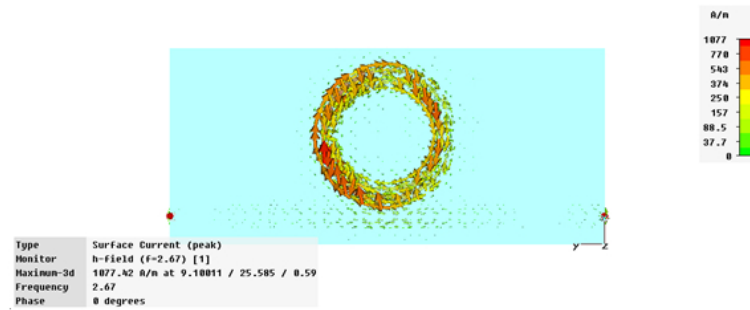
Frecuencia arbitraria:  $f_0=1.5\text{GHz}$



**Figura 2.5.** Distribucion densidad de corriente para una frecuencia aleatoria  $f_0$

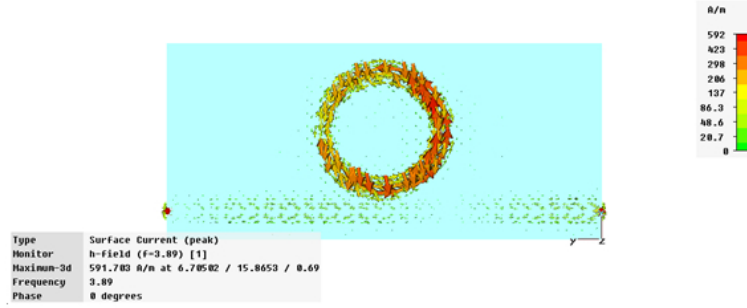
Como vemos en este caso toda la corriente atraviesa la línea y llega de un puerto a otro sin afectar apenas a los anillos SRR.

$f_1=2.67\text{GHz}$



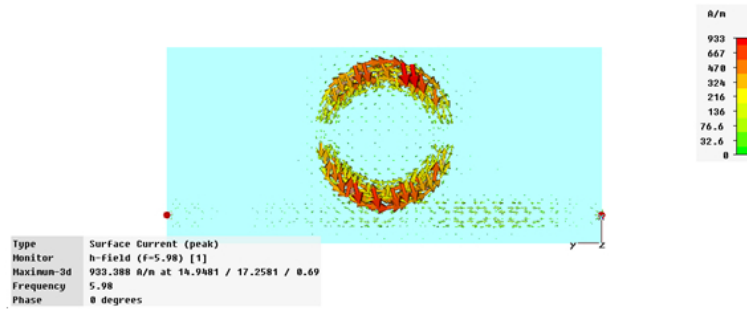
**Figura 2.6.** Distribucion de densidad de corriente para la 1ª frecuencia de resonancia,  $f_1$

$$f_2=3.89\text{GHz}$$



**Figura 2.7.** Distribucion de densidad de corriente para la 2ª frecuencia de resonancia,  $f_2$

$$f_3=5.98\text{GHz}$$



**Figura 2.8.** Distribucion de densidad de corriente para la 3ª frecuencia de resonancia,  $f_3$

Se observa perfectamente en las figuras 2.6, 2.7 y 2.8 cómo a estas frecuencias aumenta la cantidad de corriente que se transmite a los anillos, llegando en la  $f_1=2.67\text{GHz}$  hasta los 1077.42 A/m, esto es debido a que en esas frecuencias se produce la resonancia mencionada anteriormente, la cual hace que la energía se acumule en el SRR y no se transmita hacia el puerto de salida. Como vemos, en estos casos la señal es rechazada por la estructura, por lo que con esta distribución basada en SRR conseguimos frecuencias puntuales donde no existe transmisión.

Para poder entender las características de una estructura SRR no es suficiente con el estudio anterior, necesitamos ver cómo responden estos anillos ante todo tipo de cambios. Por tanto, vamos a realizar el estudio de cómo se comporta la línea de transmisión variando los siguientes parámetros:

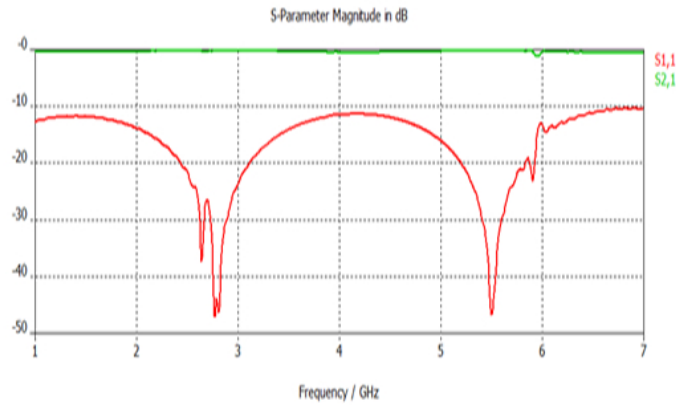
1. distancia del anillo a la línea conductora
2. tamaño de los anillos
3. espesor del sustrato
4.  $\epsilon_r$  del sustrato

### **DISTANCIA DEL ANILLO A LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN:**

Vamos a estudiar la influencia de la distancia de la línea a los anillos, manteniendo las dimensiones de los anillos y de la línea. De antemano podemos pensar que si alejamos los anillos dificultaremos la influencia de los campos eléctrico y magnético con respecto al anillo, por lo que será más difícil que entre en resonancia, mientras que si lo acercamos tendrá más influencia, lo que puede conllevar mayores profundidades en el coeficiente de transmisión, o un mayor ancho de banda eliminado.

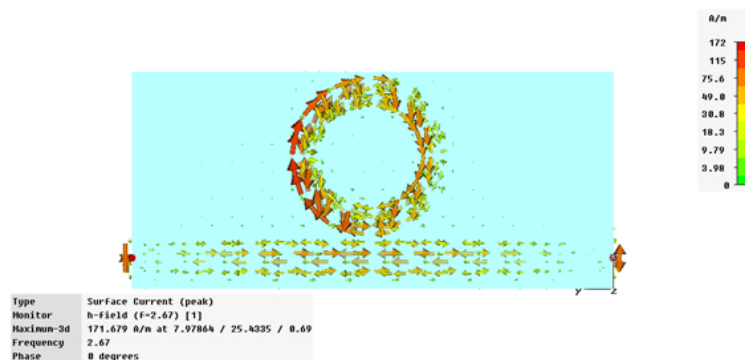
Para comprobar lo anterior empezaremos alejando los SRR y sacaremos conclusiones, y a continuación el caso contrario lo acercaremos para ver en qué modifica el supuesto inicial.

- Aumentamos la distancia de separación: Alejamos los elementos un total de 1.2mm con respecto a la línea de transmisión(1mm más alejado que el caso primero) y obtenemos la gráfica 2.9 correspondientes a los Parámetros S del dispositivo:

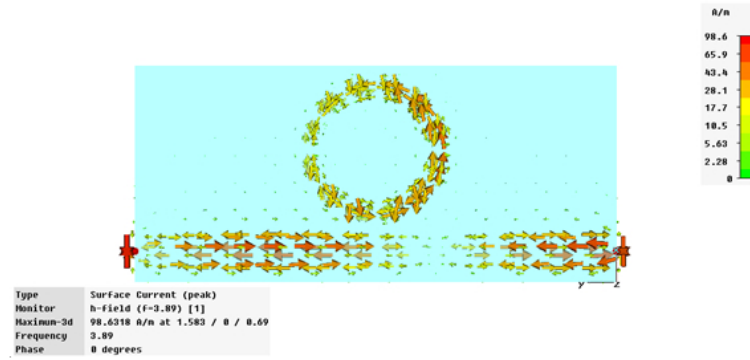


**Figura 2.9.** Respuesta frecuencial del dispositivo de un único anillo alejado 1.2mm

Como se aprecia, alejar el anillo únicamente 1mm conlleva la desaparición de casi toda influencia de los anillos a la hora de mirar tanto la transmisión como la reflexión, sólo existe una pequeña alteración en  $f_3=5.98\text{GHz}$ , correspondiente a la que era anteriormente la frecuencia que más atenuación generaba. Hemos pasado de tener 10dB en el caso inicial a tan solo 1dB ahora, mientras que en la otras frecuencias la resonancia se hace inapreciable. Aun así, es interesante seguir viendo cómo se comportan las corrientes de superficie a las frecuencias anteriores para poder compararlas.

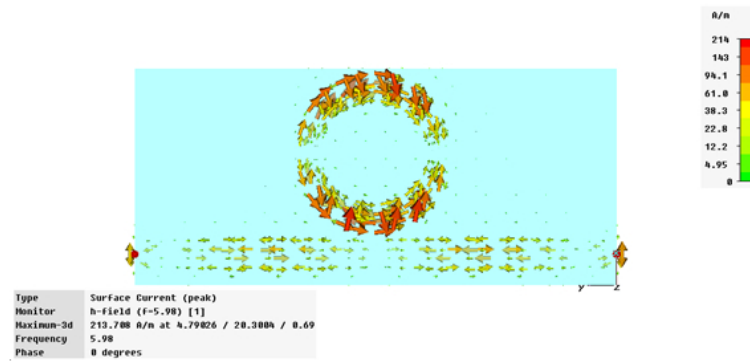


**Figura 2.10.** Distribucion de densidad de corriente para la primera frecuencia de resonancia en la estructura del SRR alejado 1.2mm,  $f_1=2.67\text{GHz}$



**Figura 2.11.** Distribucion de densidad de corriente para la segunda frecuencia de resonancia en la estructura del SRR alejado 1.2mm,  $f_2=3.89\text{GHz}$

$$f_3=5.98\text{GHz}$$

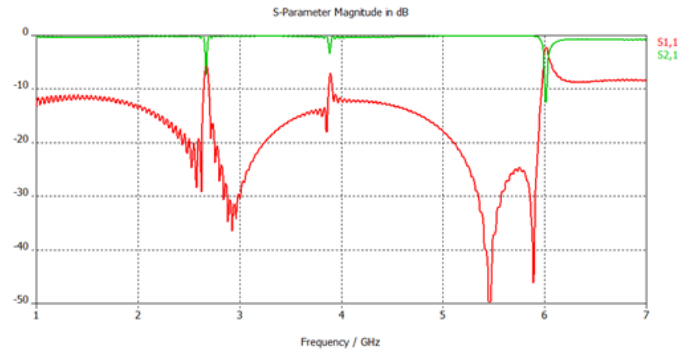


**Figura 2.12.** Distribucion de densidad de corriente para la tercera frecuencia de resonancia en la estructura del SRR alejado 1.2mm,  $f_3=5.98\text{GHz}$

Como se puede apreciar en las figuras 2.10,2.11,2.12, seguimos teniendo resonancia a estas frecuencias, pero aun así la densidad de las flechas que indican la corriente es mucho menor que en el caso anterior, y aun más relevante es el valor máximo que obtenemos de A/m, por ejemplo, en  $f_3=5.98\text{GHz}$ , el valor anterior era de 933.38 A/m, y en este último es de 213.7 A/m, un salto bastante considerable para un aumento de la distancia de tan solo 1mm.

- Disminuimos la distancia de separación (distancia 0.1mm): En este caso se ha reducido la distancia inicial a la mitad, con la cual se obtenemos la gráfica 2.13 correspondiente a los Parámetros S del dispositivo:

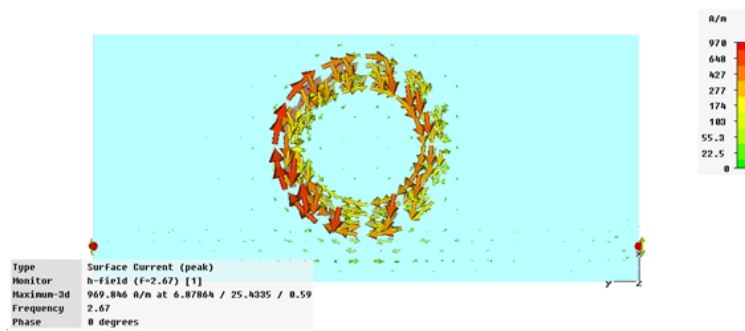




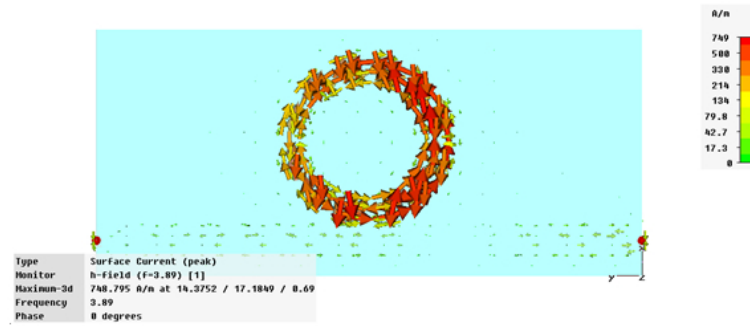
**Figura 2.13.** Respuesta frecuencial del dispositivo de un único anillo aproximado

Como vemos se mantienen las frecuencias anteriores salvo la 3ª que se ha desplazado muy ligeramente hasta los 6 GHz, y en cuanto a los parámetros S vemos que se produce una caída mayor en el coeficiente de reflexión, en todas ellas, 7.3dB ( $f_1=2.67\text{GHz}$ ), 3.3dB ( $f_2=3.89\text{GHz}$ ) y 12.43dB ( $f_3=6\text{GHz}$ ).

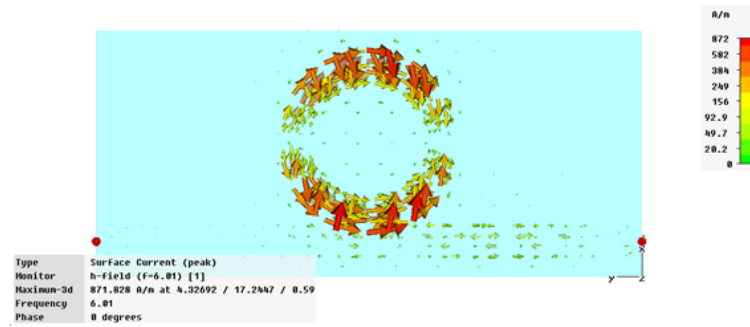
El comportamiento de las corrientes de superficie:



**Figura 2.14.** Distribucion de densidad de corriente para la primera frecuencia de resonancia en la estructura del SRR aproximado hasta 0.1mm,  $f_1=2.67\text{GHz}$



**Figura 2.15.** Distribucion de densidad de corriente para la segunda frecuencia de resonancia en la estructura del SRR aproximado hasta 0.1mm,  $f_2=3.89\text{GHz}$



**Figura 2.16.** Distribucion de densidad de corriente para la tercera frecuencia de resonancia en la estructura del SRR aproximado hasta 0.1mm,  $f_3=5.98\text{GHz}$

Las corrientes de superficie se mantienen a estas frecuencias con valores de A/m similares a los iniciales.

Como vemos, la distancia a la que situamos los anillos sólo nos varía la potencia que se transmite a los propios anillos, o lo que nos interesa en nuestro caso la cantidad de energía transmitida y reflejada en la línea, y por lo tanto, esta distancia será un factor decisivo a la hora de crear dispositivos más complejos. También hay que tener en cuenta, y es bastante importante, que esta distancia no nos intervendrá a la hora de diseñar las frecuencias a las que queremos trabajar, es decir, es independiente de la posición de las frecuencias de resonancia. En la tabla 2.26 se muestra la relacion intensidad/distancia para los valores obtenidos

# Distancia vs Intensidad	$f_1$	$f_2$	$f_3$
0.1mm	978A/m	749A/m	872A/m
basico(0.2mm)	1077A/m	592A/m	933A/m
1.2mm	172A/m	90.6A/m	244A/m

**Cuadro 2.1.** Recopilación de todas las intensidades de corriente en función de la distancia de la línea al SRR

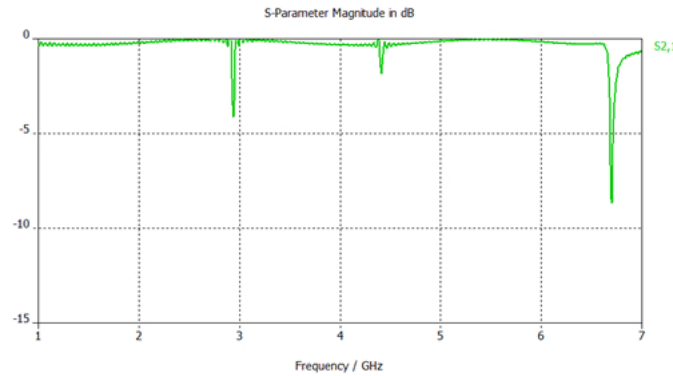
### TAMAÑO DE LOS ANILLOS:

Comprobaremos cómo va afectando a nivel frecuencial los distintos tamaños de anillos, comparándolos con los anillos anteriores que usaremos como referencia. Como hemos visto anteriormente en el modelo básico se produce la resonancia en las frecuencias:

$$f_1=2.67\text{GHz}, f_2=3.89\text{GHz}, f_3=5.98\text{GHz}$$

Comprobemos qué sucede si variamos el tamaño de los anillos:

- Estudio de anillos más pequeños (90 % de tamaño inicial): El tamaño del SRR se ha reducido haciendo un escalado de todas las dimensiones de los anillos, utilizando como factor de escalado 0.9, es decir, la dimensión final del 90 % con respecto a la inicial, a partir de la cual obtenemos el coeficiente de transmisión presente en la figura 2.17 que aparece a continuación.

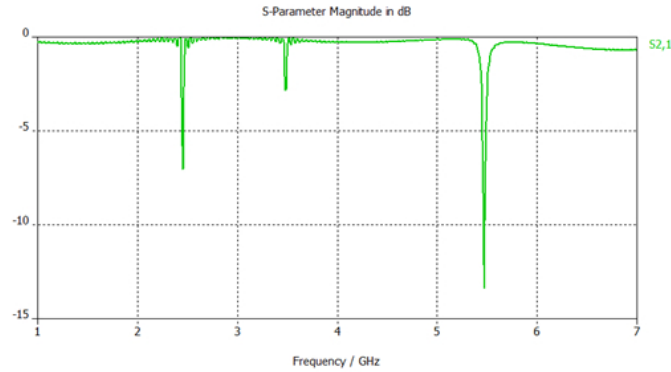


**Figura 2.17.** Coeficiente de transmisión en SRR pequeño, 90 % del original

Como vemos se ha producido un desplazamiento de las frecuencias de resonancia hacia frecuencias mayores, ahora están situadas en:

$$f_1=2.94\text{GHz}, f_2=4.4\text{GHz}, f_3=6.7\text{GHz}$$

- Estudio de anillos de mayor tamaño (110 % de tamaño inicial): Se ha cambiado el tamaño de los anillos de la misma manera que en el caso anterior, siendo ahora el factor de escalado 1.1, es decir, el tamaño final es un 110 % del tamaño inicial, a partir de lo cual se obtiene el siguiente parámetro de transmisión presente en la figura 2.18



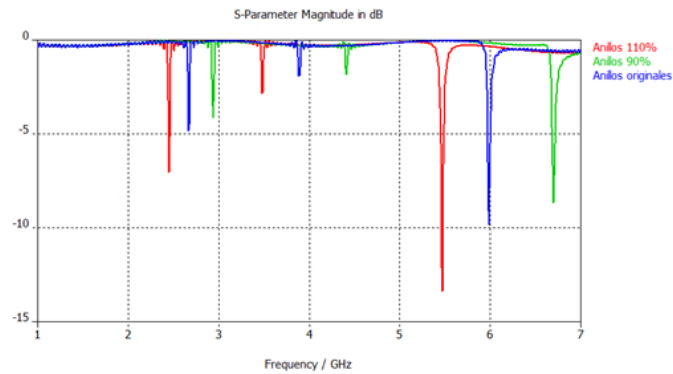
**Figura 2.18.** Coeficiente de transmisión en SRR grande, 110 % del original

Como vemos se produce un desplazamiento a frecuencias menores de las frecuencias de resonancia, las cuales se sitúan en:

$$f_1=2.45\text{GHz}, f_2=3.48\text{GHz}, f_3=5.47\text{GHz}$$

También podemos ver cómo a estas frecuencias se produce una caída mayor en el coeficiente de reflexión, lo cual no es debido al cambio de tamaño, sino a lo visto en el punto anterior, es decir, que el anillo está colocado más cerca debido a que aumentamos el tamaño del anillo manteniendo el punto central de los mismos, lo cual lo acerca a la línea y produce una resonancia más fuerte, exactamente lo deducido en el apartado anterior.

Podemos observar mejor estos desplazamientos en frecuencia en la figura 2.19, en la que se presentan los coeficientes de transmisión para las tres dimensiones:



**Figura 2.19.** Comparación de los coeficientes de transmisión en función de cada una de las dimensiones anteriores

Tamaño 110 %:  $f_1=2.45\text{GHz}$ ,  $f_2=3.48\text{GHz}$ ,  $f_3=5.47\text{GHz}$

Tamaño original:  $f_1=2.67\text{GHz}$ ,  $f_2=3.89\text{GHz}$ ,  $f_3=5.98\text{GHz}$

Tamaño 90 %:  $f_1=2.94\text{GHz}$ ,  $f_2=4.4\text{GHz}$ ,  $f_3=6.7\text{GHz}$

Como vemos la frecuencia a la que se nos produce resonancia depende únicamente del tamaño de los anillos, de manera que las frecuencias altas se van a obtener a partir de anillos de dimensiones reducidas, y para bajas frecuencias se necesitaran anillos mayores. Esto va a resultar fundamental a la hora de diseñar cualquier dispositivo, en estos diseños se han elegido unas dimensiones arbitrarias y hemos comprobado cómo se comporta la estructura a nivel frecuencial sin intentar obtener resonancia en una frecuencia en concreto, mientras que si deseamos una frecuencia concreta tendremos que ajustar este tamaño de los anillos, teniendo cuidado de que a frecuencias relativamente bajas puede que necesitemos anillos demasiado grandes, lo cual no suele ser viable en muchos casos ya que conlleva dispositivos demasiado grandes para que tengan una verdadera utilidad. Otra cosa a tener muy en cuenta es que simplemente obtenemos resonancia a frecuencias puntuales, sin ningún ancho de banda, lo cual a nivel de utilidad limita mucho el uso de estos anillos. Más adelante en este mismo capítulo veremos cómo podemos resolver esto mediante diferentes distribuciones.

### ESPESOR DEL SUSTRATO:

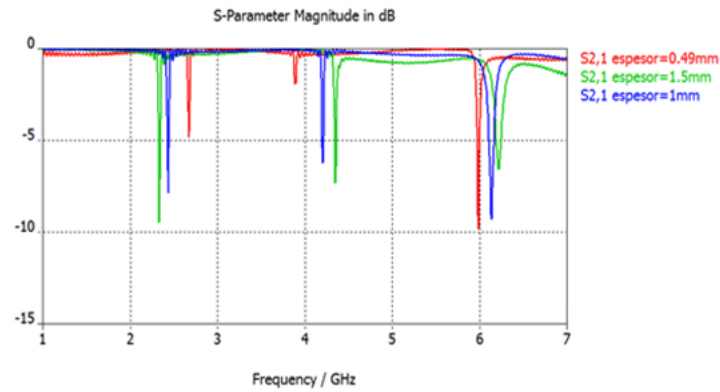
Vamos a estudiar la influencia del espesor del sustrato de esta estructura manteniendo constante el resto de los parámetros anteriores, excepto el ancho de la línea de transmisión, que va a tener que ser modificado para que la impedancia de la estructura sea de  $50\Omega$  y no exista desadaptación.

Se han diseñado dos estructuras:

-la primera con un espesor del sustrato de 1mm, y una anchura de línea correspondiente de 2.89mm

-la segunda con un espesor del sustrato de 1.5mm, y una anchura de línea correspondiente de 4.33mm

Con lo que obtenemos unos parámetros S presentes en la figura 2.21:



**Figura 2.20.** Comparacion de los coeficientes de transmisión en función de los espesores

Podemos observar que para espesores mayores conseguimos un desplazamiento de las frecuencias superiores a cotas mayores, mientras que la frecuencia inferior baja a cotas menores.

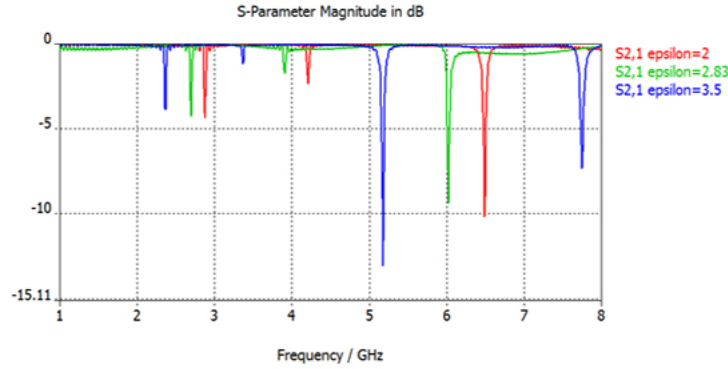
### PERMITIVIDAD DEL SUSTRATO:

Se van a diseñar dos estructuras variando la  $\epsilon_r$  para poder ver la influencia del material utilizado en esta estructura, manteniendo constante el resto de los parámetros anteriores, excepto el ancho de la línea de transmisión, que va a tener que ser modificado para que la impedancia de la estructura sea de  $50\Omega$  y no exista desadaptación. Se han diseñado dos estructuras:

-la primera con un  $\epsilon_r$  de 2 y una anchura de línea correspondiente de 1.6mm

-la segunda con un  $\epsilon_r$  de 3.5 y una anchura de línea correspondiente de 1.1mm

Con lo que obtenemos unos parámetros S:



**Figura 2.21.** Comparacion de los coeficientes de transmisión en función de cada una de las permitividades

Los resultados anteriores son bastante obvios, ante  $\epsilon_r$  mayores obtenemos frecuencias de resonancia menores, y ante  $\epsilon_r$  menores la estructura responde resonando a frecuencias en cotas mayores. Esto se debe a que la frecuencia y longitud de onda depende directamente del material por el que se propaga la señal, es decir:

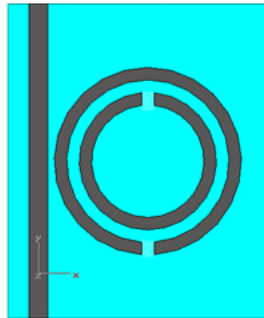
$$f = \frac{f_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.1)$$

Vemos también que para la estructura cuya  $\epsilon_r = 3.5$  ha aparecido una cuarta frecuencia de resonancia, esto es debido a que como hemos dicho antes al aumentar la  $\epsilon_r$  se reduce la cota de las frecuencias de resonancia, y en este caso se ha reducido tanto que podemos observar la del siguiente modo de resonancia que antes no teníamos en cuenta ya que para la estructura básica se salía del rango de frecuencias de estudio que habíamos elegido.

### 2.2.2. ESTUDIO DE UNA ESTRUCTURA CON VARIOS ANILLOS SRR IGUALES

Ya hemos comprobado el comportamiento de un único anillo, por lo que ahora nos vamos a centrar en el estudio de estructuras con varios SRR, dispuestos en distintas configuraciones.

Vamos a crear los siguientes dispositivos a partir de un anillo con las siguientes dimensiones, que vamos a considerar básico para todas las estructuras:



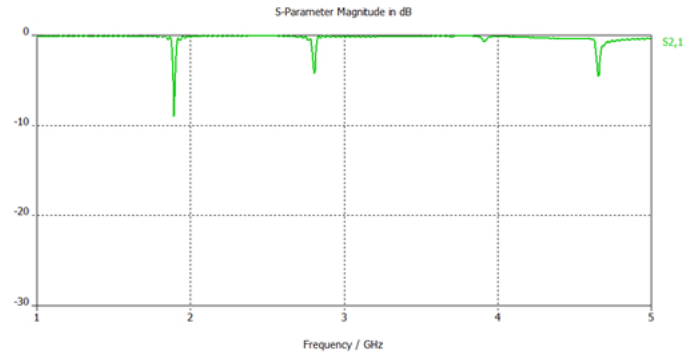
**Figura 2.22.** SRR de dimensiones básicas a partir de la cual se desarrollarán los diseños a lo largo de este capítulo

- Parámetros de la línea:
  - ancho de la base: 42.7mm
  - ancho de la línea: 3mm
  - grosor plano de masa: 0.1mm
  - grosor de dieléctrico: 1.5mm
  - grosor de la línea: 0.1mm
  - $\epsilon_{r}$  : 4.5
- Parámetros de anillos SRR:
  - anillo exterior:
    - radio externo: 15mm radio interno: 13mm
  - anillo interior:
    - radio externo: 11mm radio interno: 9mm
  - grosor de los anillos: 2mm



- separación entre anillos: 2mm
- Otros parámetros:
  - grosor de las muescas: 2mm
  - distancia línea/anillo: 1mm

Hemos decidido estas medidas para los anillos a partir del cuales vamos a realizar el estudio porque nos da unas frecuencias relativamente bajas. A partir de lo cual el coeficiente de transmisión que obtenemos es el que se presenta en la figura 2.23.



**Figura 2.23.** Coeficiente de transmisión del SRR de dimensiones básicas

Como vemos las frecuencias de resonancia principales para esta estructura son:

# Frecuencia vs Caída $S_{21}$	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$
Frecuencia	1.89GHz	2.8GHz	4.65GHz	3.41GHz
Caída $S_{21}$	9dB	4.2dB	4.45dB	0.7dB

**Cuadro 2.2.** Frecuencias de resonancia junto con cada correspondiente caída del coeficiente de transmisión

Dos cosas a tener en cuenta son que a partir de ahora realizaremos el estudio de los parámetros S a partir del  $S_{21}$  que es donde se observan mejor las frecuencias de resonancia. También hemos descartado otra frecuencia (3.9GHz) a la que se puede observar que se produce una leve resonancia que no supera los 3dB.

- ESTUDIO DE VARIOS ANILLOS COLOCADOS EN EL MISMO LADO DE LA LÍNEA:

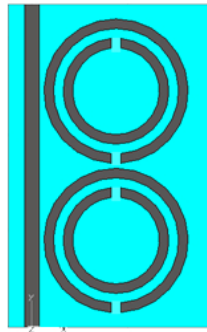
Se presentan una serie de dispositivos aplicando diferentes variaciones, tanto en número de anillos como en distancia entre ellos, coincidiendo todos ellos en que están situados en un único lado de la línea.

— **Dispositivos con dos anillos:**

En este apartado comprobaremos cómo influye la presencia de dos anillos, y sobre todo si es relevante la distancia de separación entre ellos a la hora de que se produzca la resonancia.

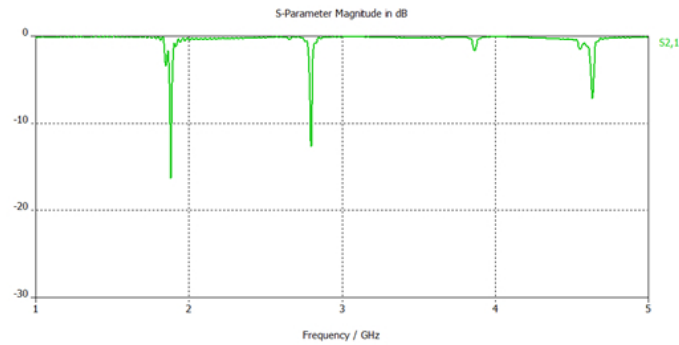
- *El modelo inicial con dos anillos:*

Consta de dos pares de anillos idénticos colocados a la derecha de la línea, con una separación entre ellos de 1.5mm.



**Figura 2.24.** Estructura de dos anillos, con una separación entre ellos de 1.5mm

Los parámetros S obtenidos se presentan en la figura 2.25.



**Figura 2.25.** Coeficiente de transmisión de estructura de dos anillos, separación 1.5mm

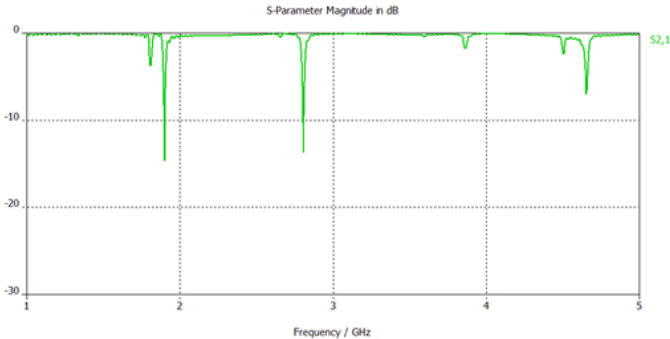
# Frecuencia vs Caída $S_{21}$	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$
Frecuencia	1.89GHz	2.8GHz	4.65GHz	3.89GHz
Caída $S_{21}$	14.3dB	12.5dB	7.1dB	2.2dB

**Cuadro 2.3.** Frecuencias de resonancia junto con cada correspondiente caída del coeficiente de transmisión

Como vemos, se ha producido un importante incremento en la caída del coeficiente de transmisión ( $S_{21}$ ) con respecto a la línea que sólo tenía un único SRR. Esto es debido a que se une la influencia de ambos anillos lo que dificulta aún más la propagación de la señal, por lo cual es de esperar que a medida que añadamos anillos, conseguiremos profundidades mayores, incluso aumentar ligeramente el ancho de banda.

Procedamos a ver cómo influye la distancia de separación de los anillos:

- Modelo con separación entre anillos de 0.5mm:



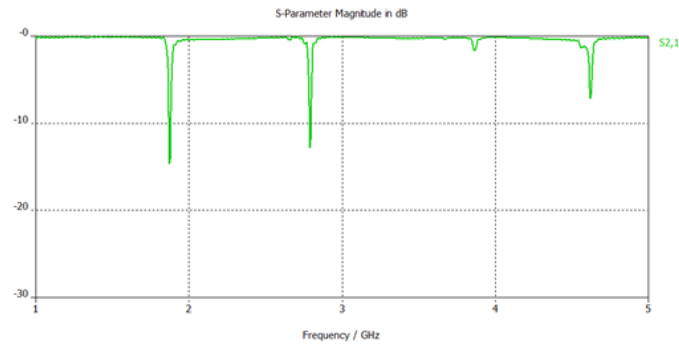
**Figura 2.26.** Coeficiente de transmisión de estructura de dos anillos con una separación entre ellos de 0.5mm

# Frecuencia vs Caída $S_{21}$	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$
Frecuencia	1.89GHz	2.8GHz	4.65GHz	3.89GHz
Caída $S_{21}$	14.66dB	13.58dB	6.9dB	2dB

**Cuadro 2.4.** Frecuencias de resonancia junto con cada correspondiente caída del coeficiente de transmisión

Como vemos se sigue observando una caída similar a la anterior del coeficiente de transmisión, pero se producen unas frecuencias gemelas en cada una de las frecuencias resonantes principales, esto es debido a que al tener los dos anillos tan cerca, se produce una acoplo entre los dos anillos generando otra estructura paralela que da lugar a estas frecuencias resonantes cercanas a las frecuencias principales. Para eliminarlas en principio sólo deberemos alejar estos anillos.

- Modelo con separación entre anillos de 2.5mm:  
En este caso hemos aumentado la separación entre los anillos hasta 2.5mm:



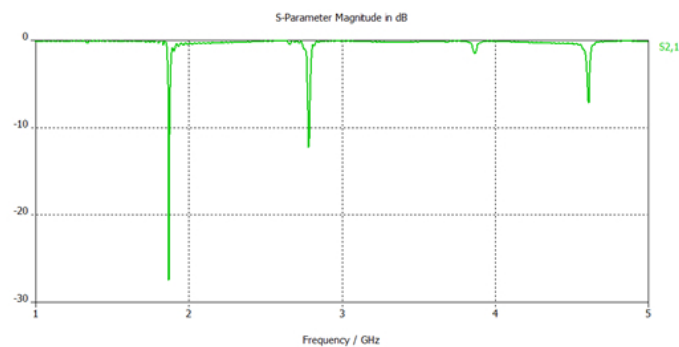
**Figura 2.27.** Coeficiente de transmisión de estructura de dos anillos con separación entre ellos de 2.5mm

# Frecuencia vs Caída $S_{21}$	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$
Frecuencia	1.87GHz	2.8GHz	4.65GHz	3.89GHz
Caída $S_{21}$	14.62dB	12.77dB	6.9dB	1.9dB

**Cuadro 2.5.** Frecuencias de resonancia junto con cada correspondiente caída del coeficiente de transmisión

Como habíamos previsto estas frecuencias han desaparecido, manteniéndose la caída del coeficiente de transmisión en las frecuencias principales.

· *Modelo con separación entre anillos de 4mm:* En este caso hemos aumentado la separación entre los anillos hasta 4mm:



**Figura 2.28.** Coeficiente de transmisión de estructura de dos anillos con separación entre ellos de separación 4mm

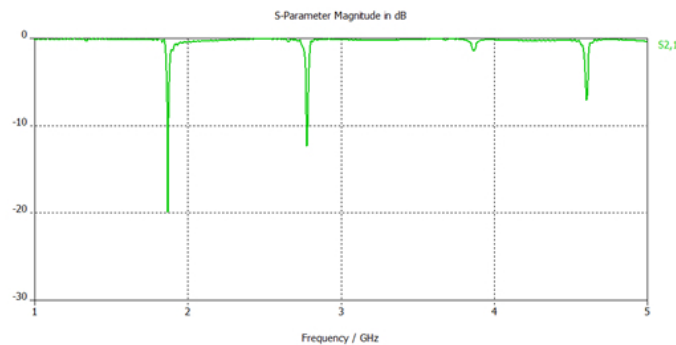
# Frecuencia vs Caída $S_{21}$	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$
Frecuencia	1.87GHz	2.79GHz	4.65GHz	3.89GHz
Caída $S_{21}$	27.44dB	12.73dB	7.2dB	1.9dB

**Cuadro 2.6.** Frecuencias de resonancia junto con cada correspondiente caída del coeficiente de transmisión

Como vemos en la figura 2.28 no se vuelven a producir estas frecuencias debidas al acoplo generado por tener dos anillos muy cerca, además de ver que se ha conseguido llegar hasta los 27.44dB en la primera frecuencia de resonancia, casi el doble que en el diseño anterior.

· *Modelo con separación entre anillos de 7mm:*

En este caso hemos aumentado la separación entre los anillos hasta 7mm:



**Figura 2.29.** Coeficiente de transmisión de estructura de dos anillos con separación entre ellos de 7mm

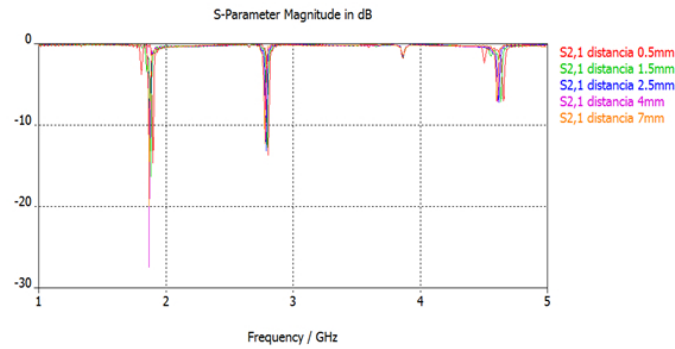
# Frecuencia vs Caída $S_{21}$	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$
Frecuencia	1.87GHz	2.79GHz	4.65GHz	3.89GHz
Caída $S_{21}$	19.89dB	12.21dB	6.99dB	2dB

**Cuadro 2.7.** Frecuencias de resonancia junto con cada correspondiente caída del coeficiente de transmisión

En este caso se ha reducido la caída del coeficiente de transmisión de  $f_1$ , es decir, en el caso general de colocar dos anillos SRR juntos siempre obtenemos que une la capacidad de filtrado de los dos, pero la manera en que esto ocurre depende de la separación entre ambos. Por lo tanto existirán distancias donde estos anillos se acoplen mejor que en otras. De

antemano no las podemos saber, por lo que para encontrarlas deberemos probar varios modelos distintos y comparar las respuestas de cada uno de ellos hasta que encontremos uno que satisfaga lo que estemos buscando.

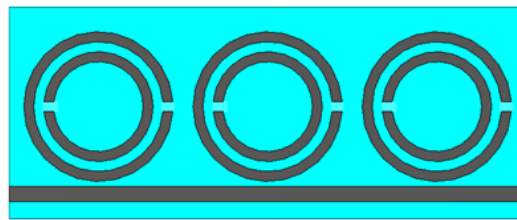
Esto anterior se puede comprobar en la figura 2.30, que refleja la comparativa entre todos los casos anteriores:



**Figura 2.30.** Comparativa de los coeficientes de transmisión de estructura de dos anillos con varias dimensiones

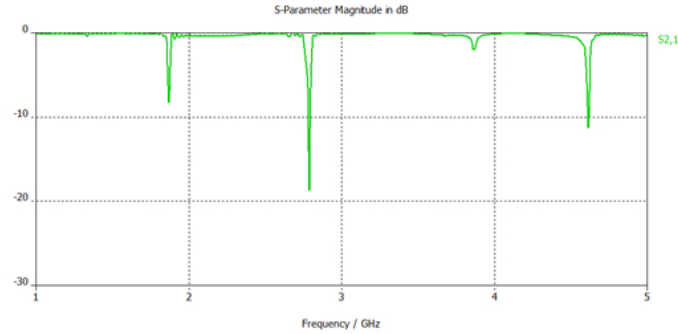
#### — Dispositivo con tres anillos:

Continuamos con el mismo dispositivo añadiendo un anillo más con la distancia entre anillos de 4mm óptima para la estructura anterior y comprobando si el resultado se sostiene.



**Figura 2.31.** Estructura con tres anillos SRR con una separación entre ellos de 4mm

A partir de lo cual obtenemos los siguientes parámetros S reflejados en la figura 2.32:



**Figura 2.32.** Coeficiente de transmisión de estructura de tres anillos con separación entre ellos de 4mm

# Frecuencia vs Caída $S_{21}$	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$
Frecuencia	1.87GHz	2.79GHz	4.6GHz	3.89GHz
Caída $S_{21}$	8.16dB	18.7dB	11.23dB	2dB

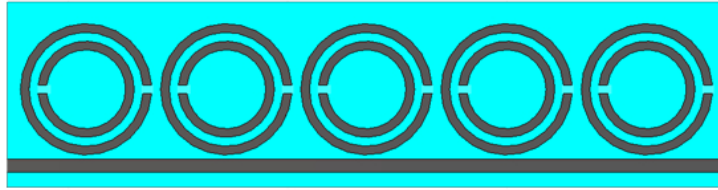
**Cuadro 2.8.** Frecuencias de resonancia junto con cada correspondiente caída del coeficiente de transmisión

Como vemos, ha desaparecido la caída de 27.44dB que teníamos en  $f_1$ , lo cual indica que esta distancia óptima deberemos buscarla para cada distribución de anillos distinta que hagamos, depende de todo el conjunto que estemos realizando, no sólo de las dimensiones de los anillos.

#### — Dispositivo con cinco anillos:

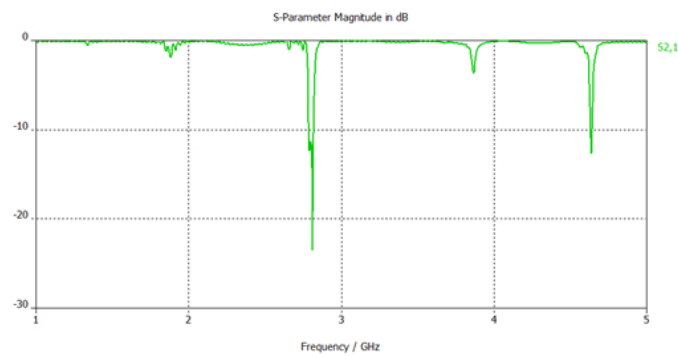
Continuamos con el mismo dispositivo con un total de 5 anillos y una distancia entre anillos de 2mm considerada óptima a través de varias simulaciones con distintas separaciones.





**Figura 2.33.** Estructura con cinco anillos SRR con una separación entre ellos de 2mm

Habiendo obtenido los siguientes parámetros S:



**Figura 2.34.** Coeficiente de transmisión de estructura de cinco anillos con separación entre ellos de 2mm

En este diseño se ha optado por una distancia de 2mm entre los anillos, con la cual ha desaparecido prácticamente la resonancia de la primera frecuencia, pero hemos conseguido un ligero ancho de banda alrededor  $f_2$ , además de conseguir que la frecuencia  $f_4$  en la cual no obteníamos prácticamente resonancia, ahora tengamos una caída de 3.7dB.

# Frecuencia vs Caída $S_{21}$	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$
Frecuencia	1.87GHz	2.79GHz	4.65GHz	3.87GHz
Caída $S_{21}$	1.1dB	23.41dB	12.63dB	3.76dB

**Cuadro 2.9.** Frecuencias de resonancia junto con cada correspondiente caída del coeficiente de transmisión

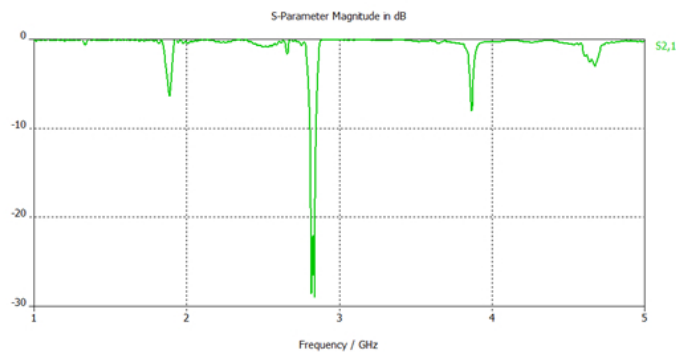
— **Dispositivo con diez anillos:**

Continuamos con el mismo dispositivo con un total de 10 anillos y una distancia entre anillos de 1mm considerada óptima tras varias simulaciones probando diferentes separaciones.



**Figura 2.35.** Estructura con diez anillos SRR con una separación entre ellos de 1mm

Siendo los parámetros S obtenidos:



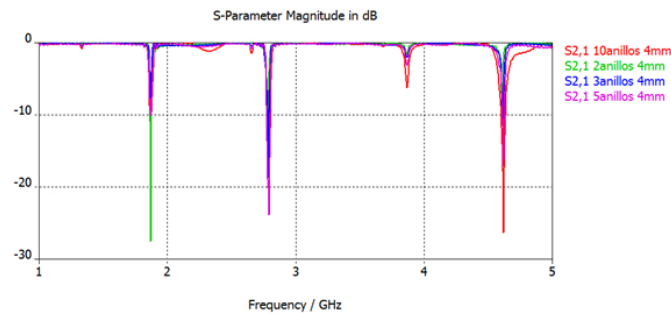
**Figura 2.36.** Coeficiente de transmisión de estructura de diez anillos con separación entre ellos de 1mm

# Frecuencia vs Caída $S_{21}$	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$
Frecuencia	1.88GHz	2.79GHz	4.65GHz	3.89GHz
Caída $S_{21}$	6.1dB	28.89dB	1.9dB	8.05dB

**Cuadro 2.10.** Frecuencias de resonancia junto con cada correspondiente caída del coeficiente de transmisión

Hemos elegido la distancia entre anillos de 1mm porque aumentamos un poco el ancho de banda obtenido en el dispositivo anterior, además de que vuelve a aparecer resonancia en  $f_1$ , aunque en este caso prácticamente desaparece la resonancia en  $f_4$ .

Para centrarnos en el estudio de la influencia del número de anillos que disponemos a lo largo de la línea, vamos a presentar una gráfica comparativa en la que van a estar presentes los diseños anteriores fijando la distancia de separación de los anillos en 4mm.



**Figura 2.37.** Coeficiente de transmisión de estructuras con diferente número de anillos

$$f_1=1.88\text{GHz} \quad f_2=2.82\text{GHz} \quad f_3=4.63\text{GHz} \quad f_4=3.86\text{GHz}$$

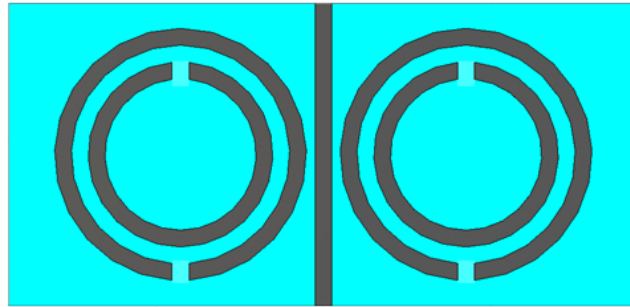
A la vista de la gráfica se puede comprobar que la caída del coeficiente de transmisión en frecuencias puntuales depende en mayor medida de la distancia entre los anillos que de la cantidad de anillos, como es el caso de la estructura con dos anillos que presenta en la primera frecuencia la mayor caída con el menor número de anillos, pero que en el resto de frecuencias presenta caídas muy leves; mientras que el dispositivo de diez anillos presenta la mayor caída en la tercera frecuencia y mantiene una caída notable en el resto.

- ESTUDIO DE PARES DE ANILLOS COLOCADOS A AMBOS LADOS DE LA LINEA:

Para intentar evitar esta dependencia de la distancia vista en el apartado anterior vamos a aumentar el número de anillos, de manera que queden distribuidos en forma de pares de anillos. Nos vamos a basar en el SRR de dimensiones iniciales y estudiaremos cómo afecta esta distribución a la transmisión en función del número de anillos, y si reducimos la influencia de la distancia entre anillos.

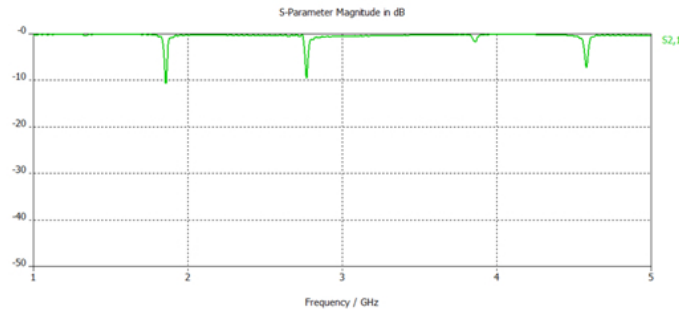
— **Dispositivo compuesto por un par de anillos:**

Deberemos comenzar con un diseño en el que esté presente únicamente un par de anillos, un anillo a cada lado de la línea.



**Figura 2.38.** Estructura con un par de anillos SRR, situados uno a cada lado de la línea

Los parámetros S obtenidos son:



**Figura 2.39.** Coeficiente de transmisión de estructura con un par de anillos

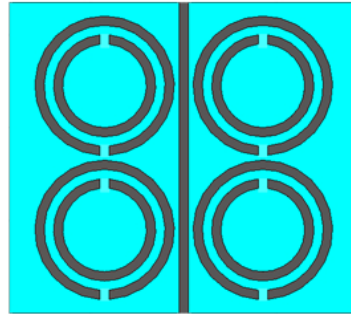
# Frecuencia vs Caída $S_{21}$	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$
Frecuencia	1.86GHz	2.77GHz	4.58GHz	3.83GHz
Caída $S_{21}$	10.6dB	9.2dB	6.7dB	0.7dB

**Cuadro 2.11.** Frecuencias de resonancia junto con cada correspondiente caída del coeficiente de transmisión

Al igual que en el caso anterior de tener los dos anillos colocados a un solo lado de la línea, observamos una mayor caída en el coeficiente de reflexión, debida a la aportación de cada uno de los anillos.

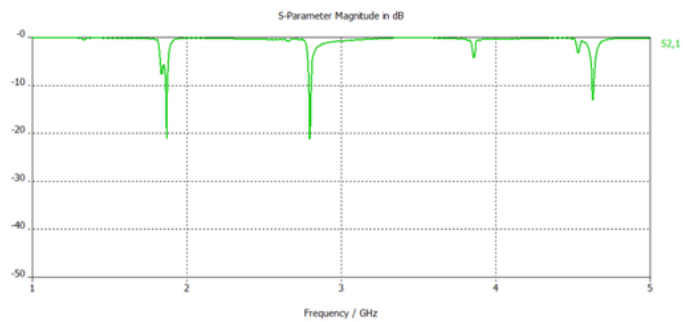
— **Dispositivo compuesto por dos pares de anillos:**

Diseñamos el dispositivo con dos pares de anillos con una distancia entre ellos de 1mm cosiderada óptima tras varias simulaciones.



**Figura 2.40.** Estructura con un par de anillos SRR, dos a cada lado de la línea

Los parámetros S obtenidos son:



**Figura 2.41.** Coeficiente de transmisión de estructura con dos pares de anillos

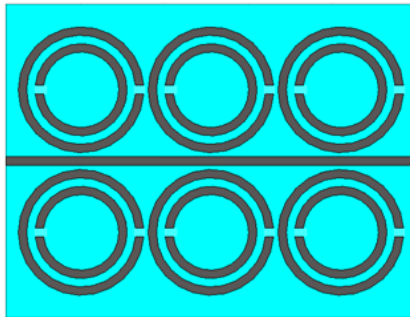
# Frecuencia vs Caída $S_{21}$	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$
Frecuencia	1.86GHz	2.79GHz	4.63GHz	3.86GHz
Caída $S_{21}$	19.02dB	20.7dB	11.57dB	4.2dB

**Cuadro 2.12.** Frecuencias de resonancia junto con cada correspondiente caída del coeficiente de transmisión

Los resultados de este dispositivo son muy interesantes, ya que sigue aumentando la caída del parámetro  $S_{21}$  y ya no tenemos resonancia a frecuencias puntuales, sino en una banda eliminada(aunque algo reducida por el momento).

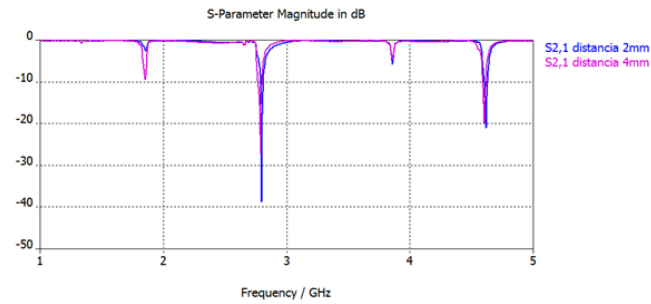
— **Dispositivo tres pares de anillos:**

Vamos a desarrollar dos dispositivos iguales con tres pares de anillos, la única diferencia es que en el primero la distancia entre los pares de anillos será de 2mm, y el segundo de 4mm, con las que se puede ver en la figura 2.42 cómo una diferencia de 2mm conlleva que un gran cambio en la caída de la resonancia de la  $f_1$ .



**Figura 2.42.** Estructura con tres par de anillos SRR, tres a cada lado de la línea

Los parámetros S obtenidos son:



**Figura 2.43.** Coeficientes de transmisión para el dispositivo con tres pares de anillos teniendo en cuenta las distancias 2mm y 4mm

Frecuencias estructura 2mm:

# Frecuencia vs Caída $S_{21}$	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$
Frecuencia	1.87GHz	2.79GHz	4.63GHz	3.86GHz
Caída $S_{21}$	1.5dB	38.76dB	21.34dB	6.02dB

**Cuadro 2.13.** Frecuencias de resonancia junto con cada correspondiente caída del coeficiente de transmisión

Frecuencias estructura 4mm:

# Frecuencia vs Caída $S_{21}$	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$
Frecuencia	1.86GHz	2.79GHz	4.63GHz	3.86GHz
Caída $S_{21}$	9.6dB	27.2dB	19.6dB	4.87dB

**Cuadro 2.14.** Frecuencias de resonancia junto con cada correspondiente caída del coeficiente de transmisión

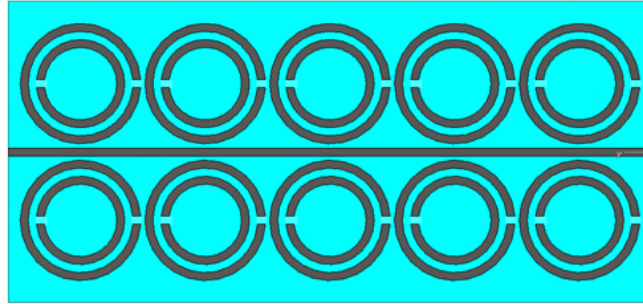
Como vemos, un aumento en la distancia de separación de los anillos de 2mm conlleva coeficientes de transmisión ligeramente diferentes, es decir,

- en la estructura 4mm recuperamos la resonancia en la  $f_1$  prácticamente desaparecida en el modelo 2mm
- en la  $f_2$  se reduce la caída en dB del modelo 2mm con respecto 4mm



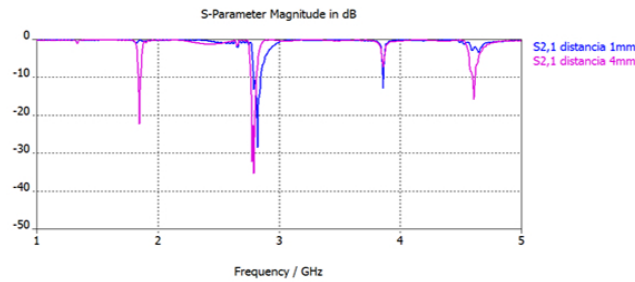
— **Dispositivo con cinco pares de anillos:**

Vamos a desarrollar dos dispositivos iguales con cinco pares de anillos. La única diferencia es que en el primero la distancia entre los pares de anillos será de 1mm, y en el segundo de 4mm.



**Figura 2.44.** Estructura con cinco pares de anillos SRR, cinco a cada lado de la línea

En la siguiente figura 2.45 se muestran los parámetros S correspondientes a cada uno de los diseños:



**Figura 2.45.** Coeficientes de transmisión para el dispositivo con cinco pares de anillos teniendo en cuenta las distancias 1mm y 4mm

Frecuencias estructura 1mm:

# Frecuencia vs Caída $S_{21}$	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$
Frecuencia	1.87GHz	2.79GHz	4.63GHz	3.89GHz
Caída $S_{21}$	0dB	28.18dB	13.03dB	1.2dB

**Cuadro 2.15.** Frecuencias de resonancia junto con cada correspondiente caída del coeficiente de transmisión

Frecuencias estructura 4mm:

# Frecuencia vs Caída $S_{21}$	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$
Frecuencia	1.87GHz	2.79GHz	4.65GHz	3.86GHz
Caída $S_{21}$	22.99dB	35.34dB	7.68dB	15.8dB

**Cuadro 2.16.** Frecuencias de resonancia junto con cada correspondiente caída del coeficiente de transmisión

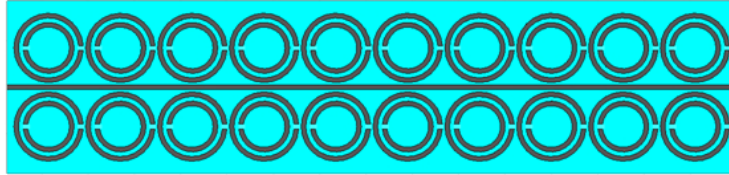
Con 5 pares de anillos pasa algo similar a lo que sucedía en la estructura de 3 pares de anillos, variando únicamente 3mm la distancia entre cada par, observamos unos resultados diferentes,

- en el dispositivo de 4mm recuperamos la resonancia en la  $f_1$  y en la  $f_3$  desaparecidas en el modelo de 1mm
- por otro lado, en la  $f_2$  del modelo 1mm se dispone de un ancho de banda más ancho que en el modelo de 4mm

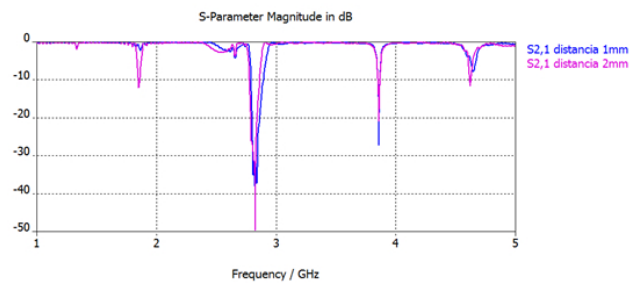
Como vemos, la aplicación de estas estructuras están enfocadas al uso que necesitemos, en una nos aparecen más frecuencias resonantes, mientras que en el otro disponemos de más ancho de banda para una única frecuencia.

#### — Dispositivo con diez pares de anillos:

Vamos a desarrollar dos dispositivos iguales con diez pares de anillos, la única diferencia es que en el primero la distancia entre los pares de anillos será de 1mm, y en el segundo de 2mm. Los resultados que vamos obtener van a ser similares al diseño de 5 pares, pero con un ancho de banda mayor en cada frecuencia de resonancia.



**Figura 2.46.** Estructura con diez pares de anillos SRR, diez a cada lado de la línea



**Figura 2.47.** Coeficientes de transmisión para el dispositivo con diez pares de anillos teniendo en cuenta las distancias 1mm y 2mm

Con 10 pares de anillos seguimos obteniendo las mismas conclusiones, variando 1mm la distancia entre cada par de anillos, observamos resultados diferentes:

- aparece en el dispositivo de 2mm la resonancia en la  $f_1$  desaparecida en el modelo de 1mm
- en la  $f_2$  el modelo de 1mm y el modelo de 2mm presentan un ancho de banda similar, teniendo más profundidad en la estructura de 2mm

Frecuencias estructura 1mm:

# Frecuencia vs Caída $S_{21}$	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$
Frecuencia	1.86GHz	2.79GHz	4.63GHz	3.86GHz
Caída $S_{21}$	0.8dB	37.95dB	27.2dB	8.14dB

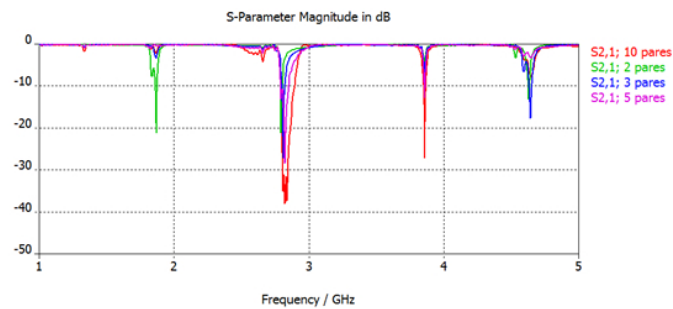
**Cuadro 2.17.** Frecuencias de resonancia junto con cada correspondiente caída del coeficiente de transmisión

Frecuencias estructura 2mm:

# Frecuencia vs Caída $S_{21}$	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$
Frecuencia	1.86GHz	2.79GHz	4.65GHz	3.86GHz
Caída $S_{21}$	12.05dB	49.67dB	21.01dB	11.73dB

**Cuadro 2.18.** Frecuencias de resonancia junto con cada correspondiente caída del coeficiente de transmisión

Para centrarnos en el estudio de la influencia del número de anillos que disponemos a lo largo de la línea, vamos a presentar una grafica comparativa en la que van a estar presentes los diseños anteriores fijando la distancia de separación de los anillos en 1mm.



**Figura 2.48.** Se presenta grafica comparativa de los coeficientes de transmisión para dispositivos con diferente número de pares de anillos

Vemos que la distancia de 1mm es idónea para la frecuencia  $f_1$  en la estructura de dos pares de anillos, pero dejando de lado esto, se puede comprobar en la  $f_2$  que a mediada que vamos añadiendo anillos, el coeficiente de transmisión se va haciendo más profundo y consiguiéndose un ancho de banda mayor. También debemos tener en cuenta que la frecuencia  $f_4$  que inicialmente no llegaba apenas a 3dB de caída, en el dispositivo de 10 pares de anillos con separación 4mm es la segunda que mas caída presenta.

En estas simulaciones anteriores se puede ver que no hemos conseguido evitar esa dependencia de la distancia entre los anillos, de hecho es muy importante tenerla en cuenta, ya que puede hacer que perdamos frecuencias de resonancia que nos interesan, y que el dispositivo resuene donde no debe. Esto es debido a la periodicidad inherente en todos los dispositivos de microondas, por lo que deberemos tener mucho cuidado a la hora de decidir la distancia entre los anillos en función siempre de la frecuencia donde nosotros queramos colocar la resonancia.

El uso de un número alto de pares de anillos conlleva un dispositivo más grande, pero la resonancia pasa de ser de frecuencias puntuales a presentar pequeños anchos de banda, lo cual es importante en este tipo de dispositivos pues se desea conseguir anchos de banda adecuados. Este va a ser el objetivo del siguiente apartado, aumentar el ancho de banda. Para ello vamos a analizar la respuesta de estas estructuras con anillos de diferentes dimensiones.

### 2.2.3. ESTUDIO DE ESTRUCTURA CON VARIOS ANILLOS SRR DE DOS TAMAÑOS DIFERENTES

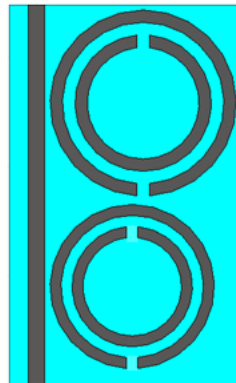
En este apartado, comprobaremos la respuesta de un dispositivo con dos anillos SRR de diferente tamaño, uno de ellos será de las dimensiones anteriores pero el otro lo iremos adaptando como mejor nos convenga a medida que vayamos sacando conclusiones.

#### 1. Estructuras con anillos en un lado de la línea únicamente:

Empezaremos siguiendo la línea del estudio con una única dimensión, es decir por estructuras que llevan anillos únicamente a un lado de la línea

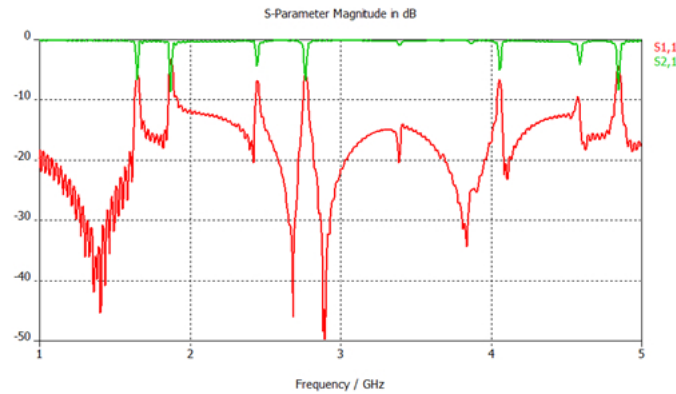
- *Estructura inicial con dos anillos SRR de diferentes dimensiones:*

El primer anillo tendrá un radio exterior de 15mm (al igual que en las estructuras del apartado anterior), y el segundo un radio exterior ligeramente superior, de 17mm, lo que presumiblemente creará una resonancia en frecuencias menores.



**Figura 2.49.** Estructura que presenta dos anillos de dimensiones diferentes, 15mm y 17mm respectivamente, situados en un único lado de la línea

En la grafica 2.54 se muestran los parámetros S correspondientes al diseño presentado:



**Figura 2.50.** Coeficientes de transmisión y reflexión del diseño con dos anillos de dimensiones diferentes, 15mm y 17mm

Como vemos, aparecen múltiples frecuencias de resonancia, estos es debido a los dos tamaños, cada tamaño de los anillos aporta 4 frecuencias:

-anillos 15mm:

# Frecuencia vs Caída $S_{21}$	$f_1^1$	$f_2^1$	$f_3^1$	$f_4^2$
Frecuencia	1.87GHz	2.76GHz	4.59GHz	3.86GHz
Caída $S_{21}$	8.46dB	6.68dB	4.03dB	0.4dB

**Cuadro 2.19.** Frecuencias de resonancia junto con cada correspondiente caída del coeficiente de transmisión

-anillos 17mm:

# Frecuencia vs Caída $S_{21}$	$f_1^2$	$f_2^2$	$f_3^2$	$f_4^2$	$f_5^2$
Frecuencia	1.65GHz	2.44GHz	4.06GHz	3.41GHz	4.82GHz
Caída $S_{21}$	6.37dB	4.4dB	4.82dB	0.3dB	8.22dB

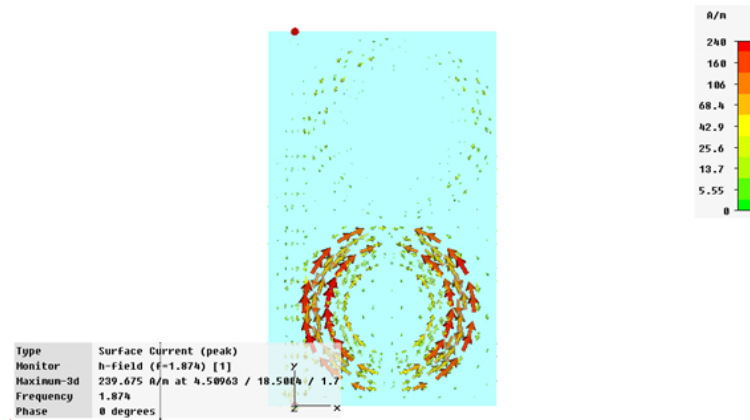
**Cuadro 2.20.** Frecuencias de resonancia junto con cada correspondiente caída del coeficiente de transmisión

Como vemos las frecuencias están pareadas, es decir, cada modo de resonancia corresponde a dos frecuencias muy juntas, cada una de ellas aportada por un anillo. Las frecuencias más bajas corresponden al anillo de 17mm, esto es debido a lo comentado anteriormente, los anillos más grandes producen frecuencias de resonancia en cotas más bajas. Incluso se repite algo que se ha

mencionado anteriormente en este capítulo(para el caso de un unico anillo SRR), bajamos la frecuencia del modo de resonancia siguiente del anillo mayor hasta nuestro rango de frecuencias de estudio.

Podemos asegurarnos de qué anillo es el que resuena en cada frecuencia estudiando la densidad de corriente en las primeras frecuencias, es decir:

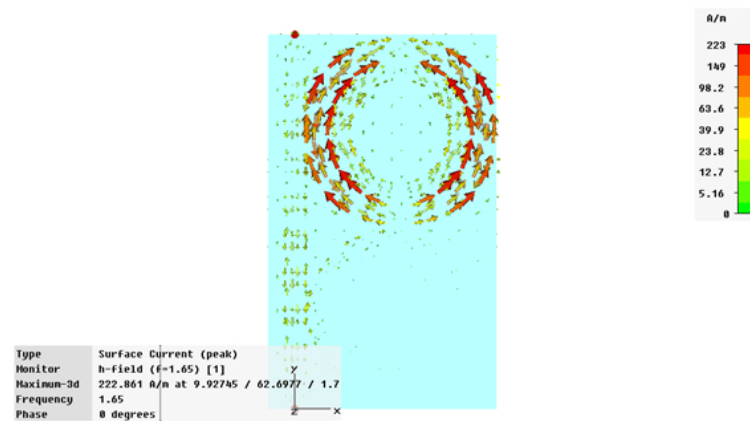
-Corrientes de superficie a frecuencia 1.65GHz:



**Figura 2.51.** Distribución de densidad de corriente de superficie a  $f=1.65\text{GHz}$

Como vemos el anillo que entra en resonancia a la frecuencia menor es el de dimensiones mayores.

-Corrientes de superficie a frecuencia 1.87GHz:



**Figura 2.52.** Distribución de densidad de corriente de superficie a  $f=1.87\text{GHz}$

Como vemos el anillo que entra en resonancia a la frecuencia superior es el

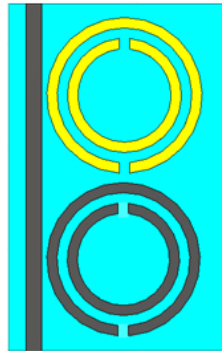


de dimensiones menores.

Esta distribución de muchas frecuencias de resonancia puntuales no tiene verdadera aplicación real, lo ideal sería conseguir que exista una resonancia a lo largo de un ancho de banda mayor como conseguimos en las distribuciones anteriores con muchos anillos. Otra manera es intentar acercar estas frecuencias hasta solaparlas para conseguir una banda mayor, y esto es lo que vamos a intentar conseguir a continuación. Como se ha visto, una diferencia de un 2mm no es suficiente y por tanto tendremos que reducirla aún más. Habiendo probado varias dimensiones hemos observado que la que mejor se adapta a lo que buscamos es la que tiene un anillo de radio exterior 15.2mm.

- Estructura con dos anillos SRR con dimensiones adecuadas:

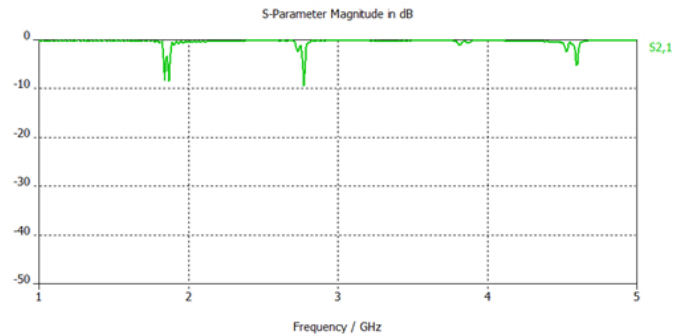
El primer anillo tendrá un radio exterior de 15mm, y el segundo un radio exterior de 15.2mm, con una distancia entre ellos de 4mm



**Figura 2.53.** Diseño que presenta dos anillos de dimensiones diferentes, 15mm y 15.2mm, en un único lado de la línea

Como vemos los anillos son prácticamente iguales, la diferencia es únicamente de 0.2mm, pero necesitamos tener estos tamaños tan similares para que sus frecuencias sean también casi iguales. Para distinguirlos visualmente el anillo amarillo corresponderá al de dimensión mayor.

Los parámetros S obtenidos se presentan en la figura 2.54



**Figura 2.54.** Coeficiente de transmisión de la estructura con dos anillos de dimensiones diferentes, 15mm y 15.2mm

Ahora las frecuencias de ambos anillos se han solapado prácticamente, lo cual nos interesa para conseguir mayor ancho de banda.

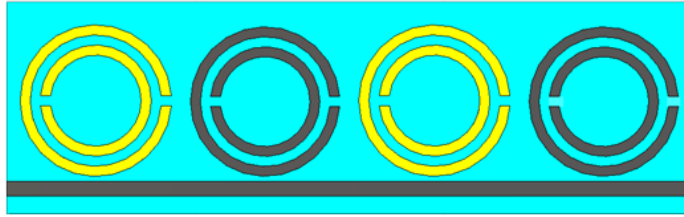
# Frecuencia vs Caída $S_{21}$	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$
Frecuencia	1.85GHz	2.7GHz	4.56GHz	3.01GHz
Caída $S_{21}$	8.3dB	9.41dB	5.13dB	2dB

**Cuadro 2.21.** Frecuencias de resonancia junto con cada correspondiente caída del coeficiente de transmisión

En este caso vamos a tomar como frecuencias de referencia la central correspondiente al par de anillos para cada modo de resonancia. Lo que nos interesa ahora es aumentar la caída del coeficiente de transmisión, lo cual lo conseguiremos añadiendo la resonancia de más anillos en diferentes distribuciones (como vimos en el apartado anterior).

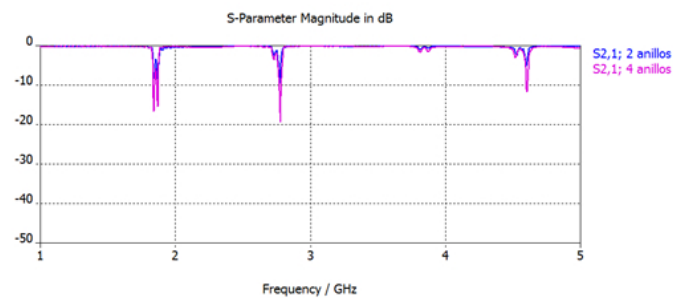
- Estructura de 4 anillos intercalando dos dimensiones:

Este modelo consta de 4 anillos intercalando las dos dimensiones anteriores, y separación entre anillos de 4mm.



**Figura 2.55.** Estructura que presenta cuatro anillos de dimensiones diferentes en un único lado de la línea

En la gráfica 2.56 se presentan los parámetros S de este diseño de 4 anillos junto con el modelo anterior de 2 pares, ambos con separación 4mm:



**Figura 2.56.** Coeficiente de transmisión de la estructura con cuatro anillos de dos dimensiones diferentes, 15mm y 15.2mm

Hemos observado como aumenta, con respecto al diseño de dos anillos, tanto la caída del coeficiente de transmisión, como el ancho de banda, especialmente en  $f_1$ , es debido a la interacción de todos los anillos.

# Frecuencia vs Caída $S_{21}$	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$
Frecuencia	1.85GHz	2.76GHz	4.58GHz	3.8GHz
Caída $S_{21}$	16.43dB	18.75dB	11.54dB	1.1dB

**Cuadro 2.22.** Frecuencias de resonancia junto con cada correspondiente caída del coeficiente de transmisión

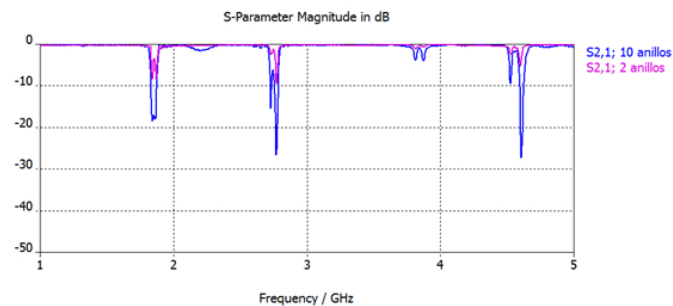
- Estructura de 10 anillos intercalando dos dimensiones:

Seguimos estudiando estructuras con el mismo patrón en busca de un ancho de banda mayor alrededor de las frecuencias de resonancia. En este caso, la distancia entre anillos que consideramos óptima es de 6mm.



**Figura 2.57.** Estructura que presenta diez anillos de dos dimensiones diferentes en un único lado de la línea

En la gráfica 2.58 se presentan los parámetros S de este diseño de 10 anillos y distancia 6mm junto con el modelo anterior de 2 pares y 4mm:



**Figura 2.58.** Coeficientes de transmisión de la estructura con dos anillos y la de diez anillos de dos dimensiones diferentes

# Frecuencia vs Caída $S_{21}$	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$
Frecuencia	1.85GHz	2.7GHz	4.56GHz	3.01GHz
Caída $S_{21}$	8.3dB	9.41dB	5.13dB	2dB

**Cuadro 2.23.** Frecuencias de resonancia junto con cada correspondiente caída del coeficiente de transmisión

# Frecuencia vs Caída $S_{21}$	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$
Frecuencia	1.85GHz	2.75GHz	4.56GHz	3.8GHz
Caída $S_{21}$	18.31dB	26.56dB	26.7dB	3.1dB

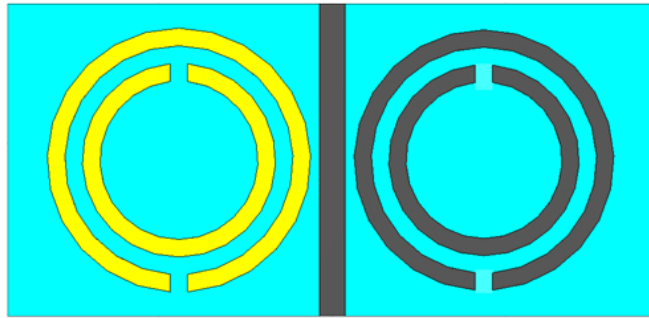
**Cuadro 2.24.** Frecuencias de resonancia junto con cada correspondiente caída del coeficiente de transmisión

Como vemos, conseguimos un aumento del ancho de banda, y una mayor profundidad en la caída del coeficiente de transmisión. Podemos observar que a frecuencias bajas se solapan las dos frecuencias correspondientes a cada modo de resonancia debidas a cada una de los dos anillos, pero que a altas frecuencias esto no se produce, lo cual es debido a que este desplazamiento frecuencial producido por el cambio de dimensiones se acusa más a medida que trabajamos a frecuencias mayores.

## 2. Estructuras con pares de anillos a ambos lados de la línea de transmisión:

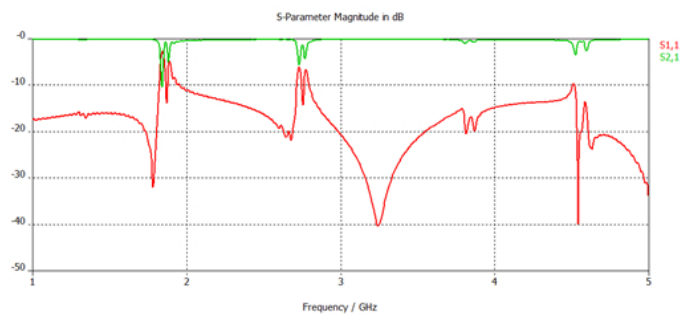
Vamos a comprobar cómo afectan diferentes disposiciones colocando anillos a ambos lados de la línea, y optaremos por elegir una distribución óptima buscando siempre maximizar el ancho de banda.

- Estructura con dos anillos, uno a cada lado de la línea: En esta estructura colocaremos los dos anillos de dimensiones anteriores uno a cada lado de la línea.



**Figura 2.59.** Estructura con dos anillos de dimensiones diferentes, uno a cada lado de la línea

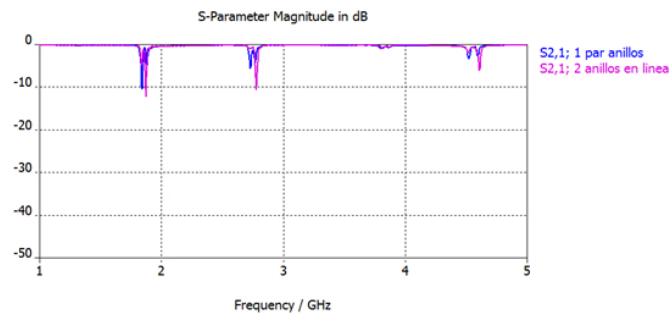
Los parámetros S obtenidos son:



**Figura 2.60.** Coeficiente de transmisión y reflexión de la estructura con un par de anillos de dimensiones diferentes: 15mm y 15.2mm

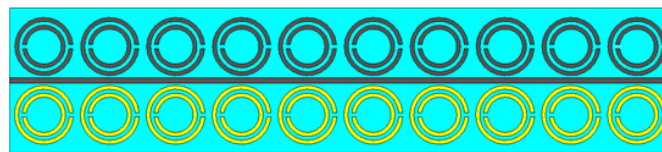
También es interesante ver la comparación de esta estructura de un anillo a cada lado de la línea, con la anterior que presentaba dos anillos en el mismo lado de la línea.

Como vemos no se puede apreciar ninguna variación relevante entre los parámetros S de las dos variaciones.



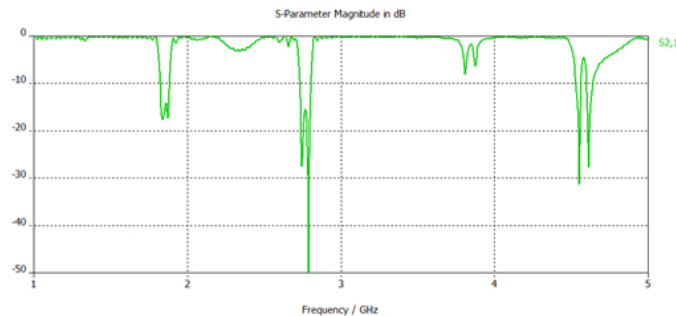
**Figura 2.61.** Coeficientes de transmisión de estructura con anillos en el mismo lado de la línea, y otra con un anillo en cada lado

- Estructura con diez pares de anillos: En esta estructura colocaremos los diez pares de anillos manteniendo distintas dimensiones a cada lado de la línea, y con una distancia entre los anillos de 4mm.



**Figura 2.62.** Estructura con diez pares de anillos de dos dimensiones diferentes, 15mm y 15.2mm, usando cada dimensión en cada lado de la línea

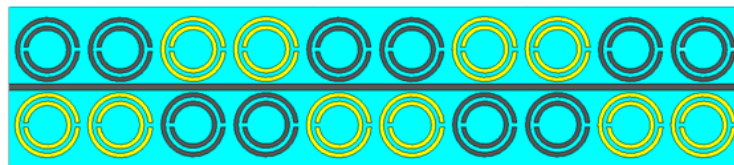
Los parámetros S obtenidos son:



**Figura 2.63.** Coeficientes de transmisión de una estructura con diez pares de anillos de dos dimensiones diferentes: 15mm y 15.2mm; usando una dimensión en cada lado de la línea

Como vemos hemos conseguido dos bandas eliminadas bastante profundas, siendo en esta estructura en la que más ancho de banda se ha conseguido, lo cual es lo que buscábamos aunque más adelante conseguiremos aumentar aún más la banda eliminada.

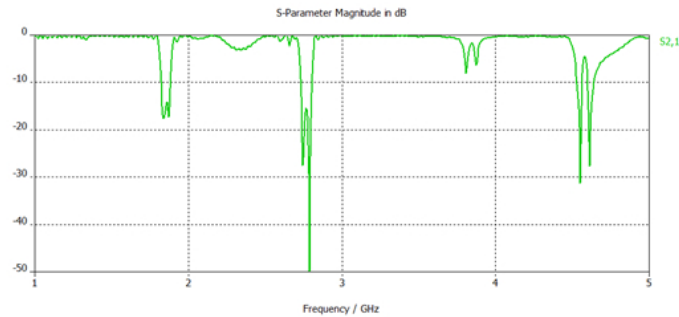
- Estructura con diez pares de anillos intercalando dimensiones de dos en dos: En esta estructura vamos a intercalar los anillos de dos en dos a lo largo de la línea, con una separación entre anillos de 4mm.



**Figura 2.64.** Estructura con diez anillos de diferente dimensión intercalando de dos en dos

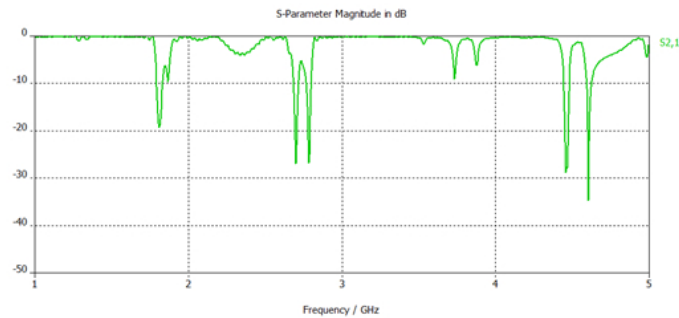
Los parámetros S obtenidos son:





**Figura 2.65.** Coeficientes de transmisión de estructura con anillos en ambos lados de la línea intercalando dimensiones de dos en dos

- Estructura equivalente cambiando la 2<sup>a</sup> dimensión de los anillos:  
Vamos a cambiar la 2<sup>a</sup> dimensión, es decir, los anillos amarillos van a pasar de 15.2mm hasta los 15.5mm.  
Los parámetros S obtenidos son:

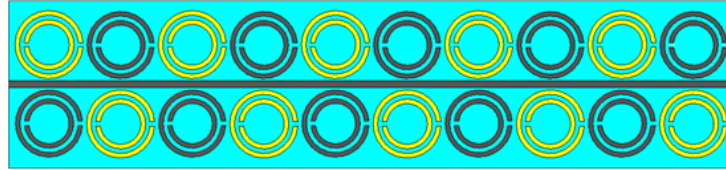


**Figura 2.66.** Coeficiente de transmisión de estructura diez anillos habiendo cambiado la segunda dimensión

Como vemos, conseguimos aumentar el ancho de banda de los dos primeros modos de resonancia separando las frecuencias de resonancia de cada uno de los anillos. Como consecuencia tenemos una menor profundidad ya que las zonas de resonancia se alejan; también se observa cómo este desplazamiento es más sensible a frecuencias mayores, y lo que podía ser una banda conjunta se convierte en dos frecuencias aisladas.

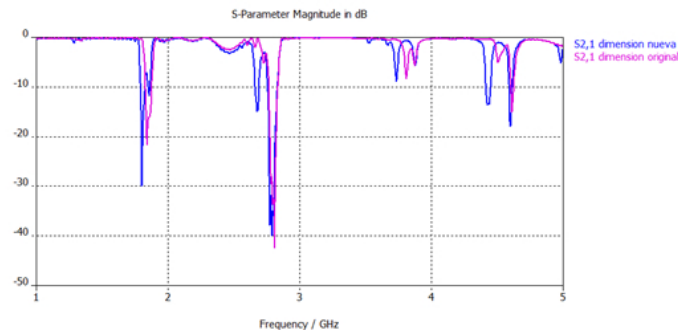
- Estructura con diez pares de anillos intercalando dimensiones de uno en uno:

En esta estructura vamos a intercalar los anillos de uno en uno a lo largo de la línea, con una distancia entre los anillos de 2mm, obteniendo al igual que en el diseño anterior dos dispositivos variando la segunda dimensión de los anillos hasta 15.5mm para intentar obtener mayor ancho de banda.



**Figura 2.67.** Parámetros(S) de estructura con diez anillos de diferente dimensión intercalando de uno en uno

Los parámetros S obtenidos son:

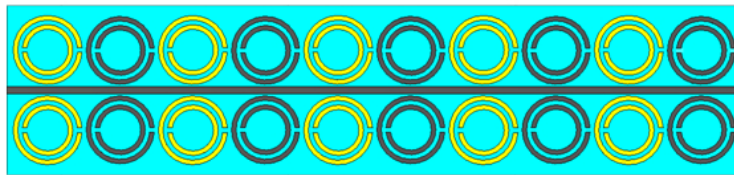


**Figura 2.68.** Coeficientes de transmisión de estructura con anillos en ambos lados de la línea intercalando dimensiones de uno en uno, con dimensión: 15mm y 15.5mm

Vemos que se produce esa separación de las frecuencias de resonancia más acusada en las frecuencias mayores como había ocurrido en dispositivos anteriores, dando lugar a frecuencias separadas, mientras que en los modos de resonancia inferiores aumenta ligeramente el ancho de banda.

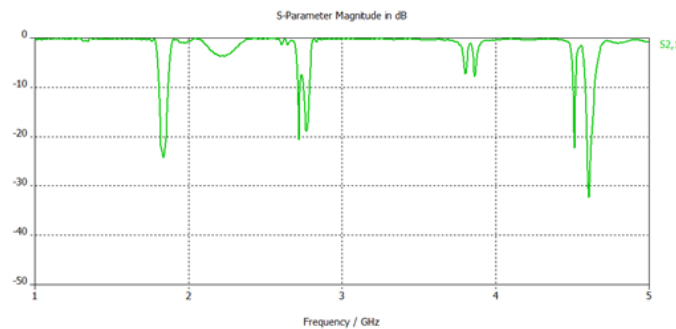
- Estructura con 10 pares intercalados (en cada par es la misma dimensión para cada anillo):

Esta estructura va a ir intercalando pares de dos dimensiones diferentes, y en cada par se mantiene la misma dimensión en los anillos, con una distancia entre los anillos de 6mm.



**Figura 2.69.** Estructura que usa dos dimensiones, manteniendo la misma en cada par de anillos

Los parámetros S obtenidos son:



**Figura 2.70.** Coeficiente de transmisión de estructura con anillos en ambos lados de la línea intercalando dimensiones de par en par

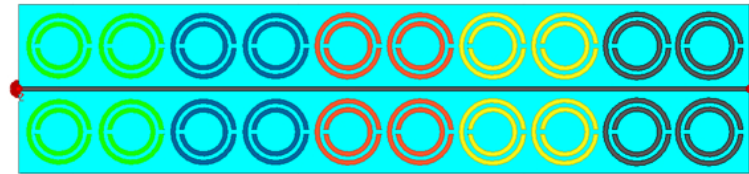
En este dispositivo mantenemos las dos dimensiones iniciales porque con ellas conseguimos un ancho de banda eliminada adecuado, ya que si desplazamos las frecuencias sólo nos quedaríamos con un ancho de banda en el primer modo de resonancia, el resto se convertirían en frecuencias puntuales.

#### 2.2.4. ESTUDIO DE ESTRUCTURA CON VARIOS ANILLOS SRR DE TAMAÑOS DIFERENTES:

Siguiendo con el procedimiento anterior vamos a añadir más anillos de diferentes dimensiones con la idea de poder, ajustándolos adecuadamente, conseguir una banda eliminada mayor, para ello, tendremos que aproximar bastante sus dimensiones, teniendo que usar diferencias mínimas entre unos anillos y otros. Diseñaremos primero una estructura con 5 dimensiones diferentes, y otra con 10 dimensiones diferentes (una dimensión por cada par de anillos).

- Estructura con anillos SRR de 5 tamaños diferentes:

Esta estructura va a constar de 10 pares de anillos en total, con 5 dimensiones diferentes. Estas dimensiones se distribuyen de la siguiente manera (sólo se va a reflejar el radio exterior y la proporción de dimensiones en función del anillo inicial de 15mm de radio exterior del apartado 2.2.2)

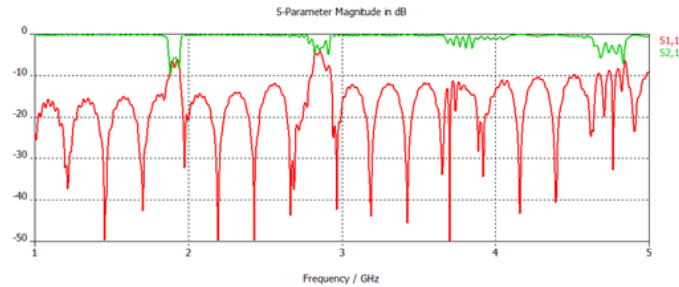


**Figura 2.71.** Estructura con diez anillos con cinco dimensiones diferentes

- Dimensión 1:  
Radio exterior: 15mm; Proporción con respecto al anillo inicial: 1
- Dimensión 2:  
Radio exterior: 14.85mm; Proporción con respecto al anillo inicial: 0.99
- Dimensión 3:  
Radio exterior: 14.7mm; Proporción con respecto al anillo inicial: 0.98
- Dimensión 4:  
Radio exterior: 14.55mm; Proporción con respecto al anillo inicial: 0.97
- Dimensión 5:  
Radio exterior: 14.4mm; Proporción con respecto al anillo inicial: 0.96

Los parámetros S obtenidos son:

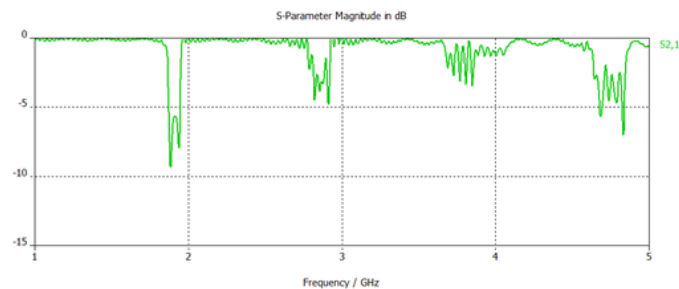
Coefficientes de reflexión y transmisión:



**Figura 2.72.** Coeficiente de reflexión y transmisión de estructura con diez pares de anillos con cinco dimensiones diferentes

Observamos una gran cantidad de picos de resonancia en el coeficiente de reflexión, esto se debe al número de dimensiones utilizadas, en cuanto al coeficiente de transmisión es mejor si lo observamos por separado.

Coefficiente de transmisión:



**Figura 2.73.** Coeficiente de transmisión de una estructura con diez pares de anillos con cinco dimensiones diferentes

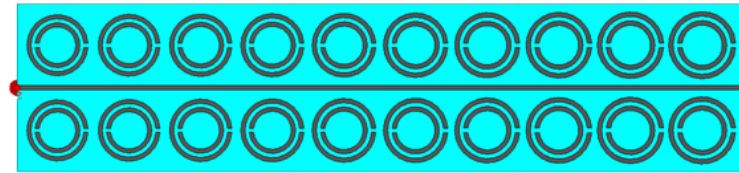
Vemos perfectamente cómo hemos conseguido variar el ancho de banda de las zonas resonantes, pero a cambio conseguimos mucha menos profundidad, ya que al poner pocos anillos de cada dimensión la atenuación sólo alcanza cierto nivel, al contrario que antes, que con muchos anillos de la misma dimensión, las profundidades eran

mayores pero de anchos mucho más estrechos.

Si nos fijamos en la última banda podemos observar con más claridad las cinco diferentes frecuencias de resonancias correspondientes a cada una de las dimensiones, y cómo se van solapando hasta formar un ancho de banda mayor, que es la respuesta deseada.

- Estructura con anillos SRR de 10 tamaños diferentes:

Esta estructura va a constar de 10 pares de anillos en total, con 10 dimensiones diferentes, estas dimensiones han sido obtenidas a partir de un anillo inicial (15mm de radio exterior que aparece en el apartado 2.2.2) aplicando un decrecimiento de un 1% a cada uno de los 10 pares de anillos.



**Figura 2.74.** Parámetros(S) de estructura con diez anillos teniendo cada par una dimensión diferente

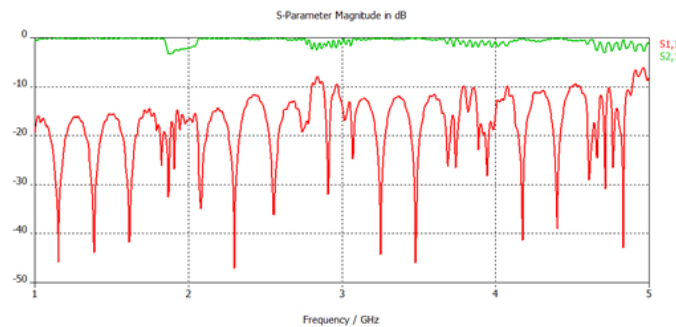
Vamos a presentar las dimensiones de la misma manera que en el apartado anterior, pero no vamos a asignar un color a cada dimensión, ya que en este caso sí se puede apreciar el decrecimiento. Las dimensiones presentes son:

- Dimensión 1:  
Radio exterior: 15mm; Proporción con respecto al anillo inicial: 1
- Dimensión 2:  
Radio exterior: 14.85mm; Proporción con respecto al anillo inicial: 0.99
- Dimensión 3:  
Radio exterior: 14.7mm; Proporción con respecto al anillo inicial: 0.98
- Dimensión 4:  
Radio exterior: 14.55mm; Proporción con respecto al anillo inicial: 0.97
- Dimensión 5:  
Radio exterior: 14.4mm; Proporción con respecto al anillo inicial: 0.96

- Dimensión 6:  
Radio exterior: 14.25mm; Proporción con respecto al anillo inicial: 0.95
- Dimensión 7:  
Radio exterior: 14.1mm; Proporción con respecto al anillo inicial: 0.94
- Dimensión 8:  
Radio exterior: 13.95mm; Proporción con respecto al anillo inicial: 0.92
- Dimensión 9:  
Radio exterior: 13.8mm; Proporción con respecto al anillo inicial: 0.91
- Dimensión 10:  
Radio exterior: 13.65mm; Proporción con respecto al anillo inicial: 0.9

Los parámetros S obtenidos son:

Coefficientes de reflexión y transmisión:

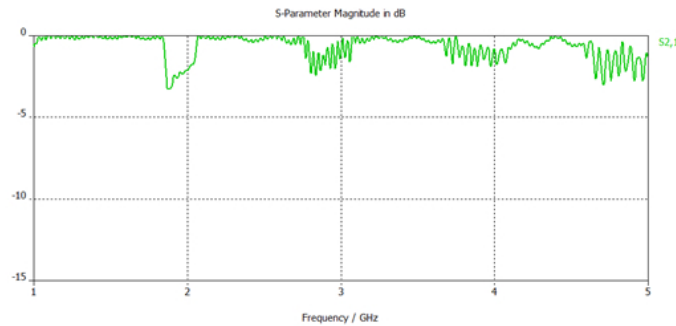


**Figura 2.75.** Coeficiente de transmisión de una estructura con diez pares de anillos de diez dimensiones diferentes

Observamos la gran cantidad de picos de resonancia en el coeficiente de reflexión, igual que en modelo anterior es debido a que tenemos anillos de dimensiones diferentes. En este caso se trata de diez dimensiones lo que provocará que tengamos muchas frecuencias en las que se produzca una resonancia para el coeficiente de reflexión.

En cuanto al coeficiente de transmisión, es mejor si lo observamos por separado.

Coefficiente de transmisión:



**Figura 2.76.** Coeficiente de transmisión de una estructura con diez pares de anillos de diez dimensiones diferentes

Como se observa, el problema de esta estructura con tantas dimensiones es que para cada modo de resonancia aparecen las diez frecuencias correspondientes con las diez dimensiones diferentes (entre las frecuencias de 3.5GHz y 4.2GHz se aprecian claramente las 10 frecuencias), en el primer modo de resonancia se solapan y consiguen un poco de ancho de banda, pero muy poco profundo como para considerarlo banda eliminada, mientras en el resto no llega a solaparse del todo y el conjunto de todas las frecuencias simplemente parece que es ruido producido por la estructura, y no lo que en realidad buscamos, una banda eliminada. Podríamos intentar juntar más las frecuencias eligiendo unas dimensiones más próximas, para conseguir solaparlas en una única banda, pero llegaríamos al caso donde todas las dimensiones sean la misma y únicamente tenga frecuencias puntuales.



## 2.3. DISEÑO FINAL

En este apartado vamos a proceder a diseñar algunos de los prototipos simulados en los apartados anteriores para validar los resultados obtenidos.

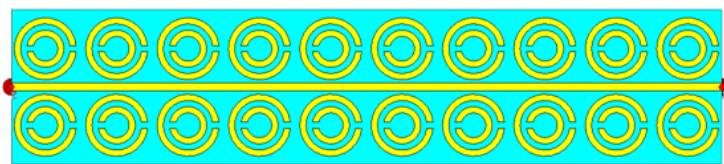
Para diseñarlos vamos a centrarnos únicamente en conseguir una banda eliminada en el primer modo de resonancia ya que diseñamos el modelo más compacto posible, independientemente de cómo se comporte el resto. Para ello hay que tener en cuenta que vamos a usar materiales reales con pérdidas, tanto la fibra de vidrio usada para el sustrato, como el cobre del que están hechos los anillos, la línea de transmisión y el plano de masa.

- **Primer diseño:**

En el primer diseño vamos a tratar de maximizar la caída del coeficiente de transmisión. Para ello, el dispositivo constará de 10 pares de anillos todos de la misma dimensión, por lo cual, es de esperar una caída bastante fuerte. A la hora de seleccionar la frecuencia, la única condición que imponemos es que sea una frecuencia relativamente baja, 1.4GHz, consecuencia de un radio exterior de 10mm.

Se construyeron dos dispositivos con dos alturas diferentes, la primera tenía un espesor del sustrato de 1.5mm, y la segunda tenía un espesor de 3mm.

El dispositivo es el siguiente:



**Figura 2.77.** Diseño teórico del primer dispositivo real con diez pares de anillos de una única dimension

Teniendo las siguientes medidas:

- Parámetros de la línea:

- Ancho de la base: 50mm

- Ancho de la línea: 2.65mm
- Largo de la línea: 229mm
- Espesor plano de masa: 0.2mm
- Espesor de dieléctrico: 1.5; 3mm
- Espesor de la línea: 0.2mm
- $\epsilon_r$  : 4.5
- Parámetros de los anillos SRR:
  - Anillo exterior:
    - Radio externo: 10mm; Radio interno: 8mm
  - Anillo interior:
    - Radio externo: 6mm; Radio interno: 4mm
  - Espesor de los anillos: 2mm
  - Separación entre anillos: 2mm
- Otros parámetros:
  - grosor de las muescas: 1.9mm
  - distancia línea/anillo: 1mm
  - distancia anillo/anillo: 3mm

A la hora de construir un dispositivo real hay que tener en cuenta que la estructura esté adaptada con el generador que se encargue de producir las señales que circulen a través del dispositivo, es decir, conseguir una impedancia de entrada y salida equivalente a la del generador ( $50 \Omega$ ) para que no se produzcan reflexiones ajenas a nuestro diseño. La manera de obtener esto en una línea microstrip es a través de sus dimensiones, frecuencia de trabajo, espesor del dielectrico y su constante dieléctrica, con lo que especificando para nuestro diseño y a través de sus características necesitamos una anchura de línea de 2.65mm. También hemos tenido que adecuar el espesor del plano de masa y de la línea a 0.2mm por especificaciones del laboratorio que ha construido el diseño.

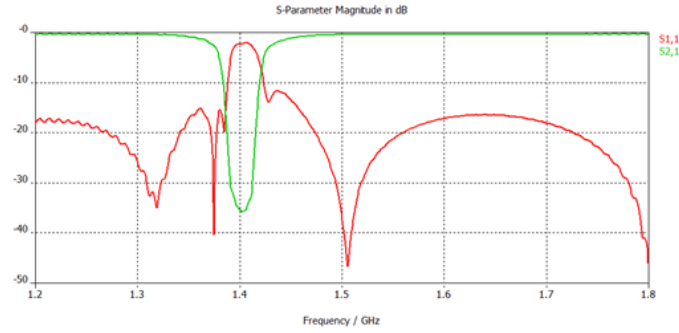
### **Materiales:**

- Metal:
  - Anillos: se ha usado cobre debido a que es sencillo de modelar y es bastante barato
  - Plano de masa: cobre para el dispositivo 3mm y 1.5mm.

— dieléctrico: para el se ha usado Arlon 450D cuyas características son:

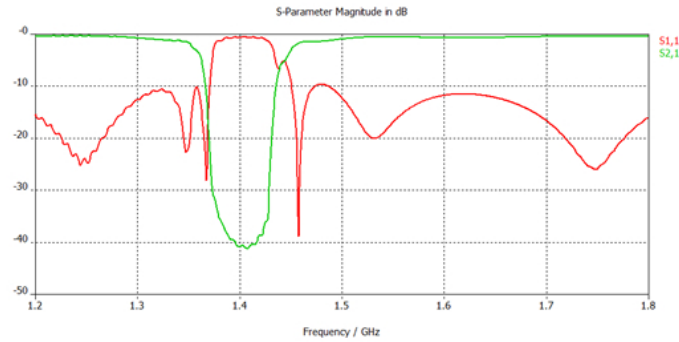
$$\text{Espesor} = 1.5\text{mm y } 3\text{mm}; \epsilon_r = 4.5; \tan\delta=0.0025$$

Los parámetros S de las simulaciones para un espesor de 1.5mm son:



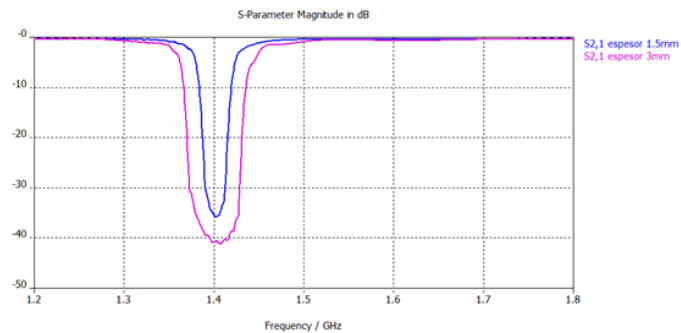
**Figura 2.78.** Parámetros S del primer diseño teórico para una estructura real de espesor 1.5mm

Los parámetros S de la simulaciones para 3mm son:



**Figura 2.79.** Parámetros S del primer diseño teórico para una estructura real de espesor 3mm

Si obtenemos la gráfica comparativa entre el coeficiente de transmisión de las dos estructuras:



**Figura 2.80.** Coeficiente de transmisión de los diseños simulados del primer dispositivo real con espesor de 1.5mm y 3mm

Inicialmente tenemos que advertir que nos hemos centrado únicamente en la primera frecuencia de resonancia, en la que conseguimos una profundidad máxima de 67.84dB en el dispositivo de 1.5mm y 41.18dB en el dispositivo de 3mm. La diferencia principal entre los dispositivos es que con el de 3mm conseguimos un ancho de banda mayor que con el original entre las frecuencias 1.36GHz y 1.45GHz (ancho de casi 100Mhz) y en el dispositivo de 1.4mm la banda eliminada se encuentra entre 1.37GHz y 1.42GHz(ancho de 50Mhz).

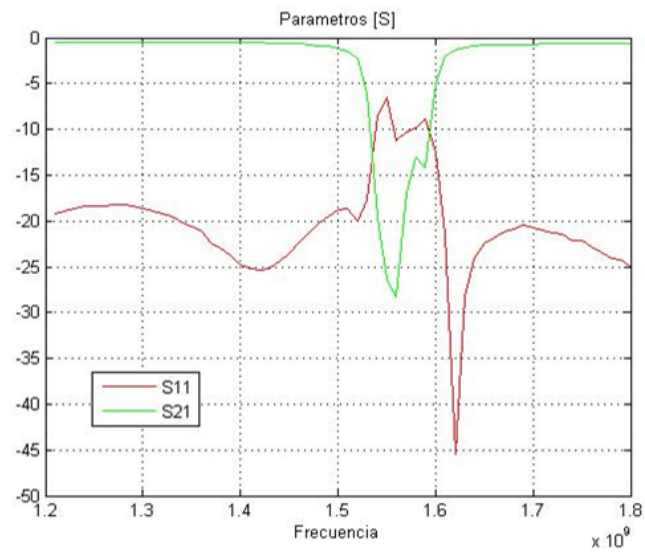
#### Dispositivo construido:

A partir de todo el estudio anterior obtenemos la siguiente estructura:



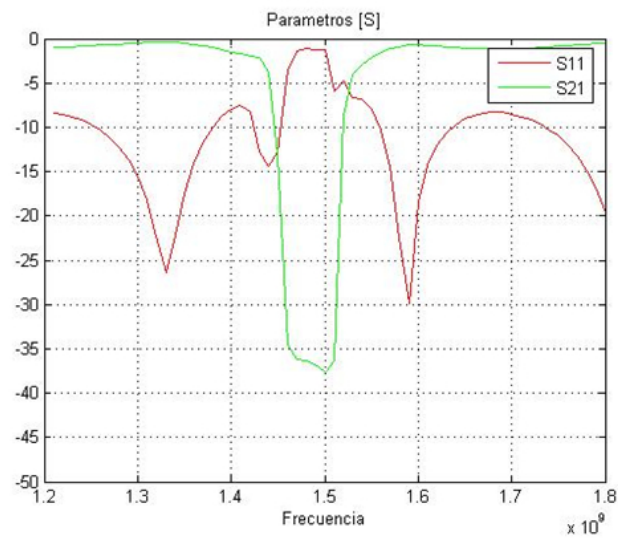
**Figura 2.81.** Fotografía del primer diseño construido con 10 pares de anillos con una única dimensión para todos los anillos

Los parámetros S de la estructura de 1.5mm son:



**Figura 2.82.** Parámetros S reales de primera estructura real de espesor 1.5mm

Los parámetros S de la estructura de 3mm son:



**Figura 2.83.** Parámetros(S) reales de primera estructura real de espesor 3mm

	frecuencia inf/sup	ancho banda	caída $S_{21}$ maxima
medidas teóricas 1.5mm	1.37/1.43 GHz	60 MHz	36dB
medidas en laboratorio 1.5mm	1.52/1.61 GHz	90 MHz	27.8dB
medidas teóricas 3mm	1.36/1.45GHz	90 MHz	40.9dB
medidas en laboratorio 3mm	1.42/1.56 GHz	140 MHz	38.6dB

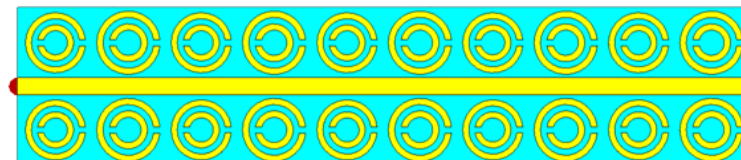
**Cuadro 2.25.** Presentacion de las medidas más relevantes de los modelos simulados y los medidos en laboratorio

Como vemos en ambos dispositivos se ha producido un desplazamiento de la banda de resonancia hasta cotas superiores, en principio ambos modelos deberían haber sufrido este desplazamiento de manera similar, pero ha sido bastante más acusado en el modelo de espesor 1.5mm. El ancho de banda vemos que aumenta al pasar del modelo simulado al modelo construido. En cuanto a la profundidad, se ha visto reducida en ambos dispositivos acusándose más en el dispositivo de espesor 1.5mm lo cual concuerda con lo obtenido en las simulaciones.

- **Segundo diseño:**

En el segundo diseño vamos a tratar de ampliar el ancho de banda eliminada. Para ello el dispositivo constará de 10 pares de anillos con dos dimensiones diferentes, cambiando de manera alternada de una dimensión a otra en cada par de anillos, manteniendo los dos anillos de cada par la misma dimensión. Por tanto no se espera una caída como la anterior, pero sí un ancho de banda mayor. La primera dimensión es la misma que en el dispositivo anterior, mientras que la segunda la hemos reducido de manera que tenga un radio exterior de 9.5mm para que llegue la banda a frecuencias superiores.

El dispositivo es el siguiente:



**Figura 2.84.** Diseño teórico de la segunda estructura final con 10 pares de anillos de 2 dimensiones

Teniendo las siguientes medidas:

— Medidas de la línea:

- Ancho de la base: 50mm
- Largo de la línea: 229mm
- Ancho de la línea: 5.5mm
- Espesor plano de masa: 0.2mm
- Espesor de dieléctrico: 1.5mm
- Espesor de la línea: 0.2mm

— Medidas del SRR 1:

- Anillo exterior:
  - Radio externo: 10mm; -Radio interno: 8mm
- anillo interior:
  - Radio externo: 6mm; -Radio interno: 4mm
- Espesor de los anillos: 2mm
- Separación entre anillos: 2mm

— Medidas del SRR 2:

- Anillo exterior:
  - Radio externo: 9.5mm; -Radio interno: 8mm
- anillo interior:
  - Radio externo: 6mm; -Radio interno: 4mm
- Espesor de los anillos: 2mm
- Separación entre anillos: 2mm

— Otras medidas:

- Espesor de las muescas: 1.9mm
- Distancia línea/anillo: 1mm
- Distancia anillo/anillo: 3mm

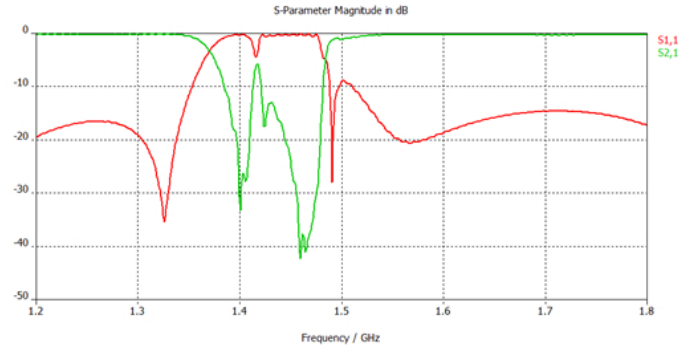
Al igual que en el primer diseño, se ha tomado una anchura de la línea de 2.65mm con la que se obtiene una impedancia característica de  $50\Omega$

**Materiales:**

- Conductor: se ha usado cobre para el plano de masa y para los anillos debido a su sencillo manejo y a su reducido precio.
- Dieléctrico: se ha usado Aarlon 450D, cuyas medidas son:

$$\text{Espesor} = 3\text{mm}; \epsilon_r = 4.5; \tan\delta=0.0025$$

Los parámetros S de las simulaciones son:



**Figura 2.85.** Parámetros S teóricos de segunda estructura real de 10 pares de anillos con dos dimensiones diferentes

Al igual que en el ejemplo anterior, nos hemos centrado únicamente en la primera frecuencia de resonancia. Se pueden observar perfectamente definidas las dos frecuencias de resonancia correspondientes a ambas dimensiones usadas, lo cual produce la mayor banda eliminada que hemos obtenido hasta ahora, comprendida entre 1.36GHz y 1.49GHz , que presenta una profundidad máxima de 42.46dB.



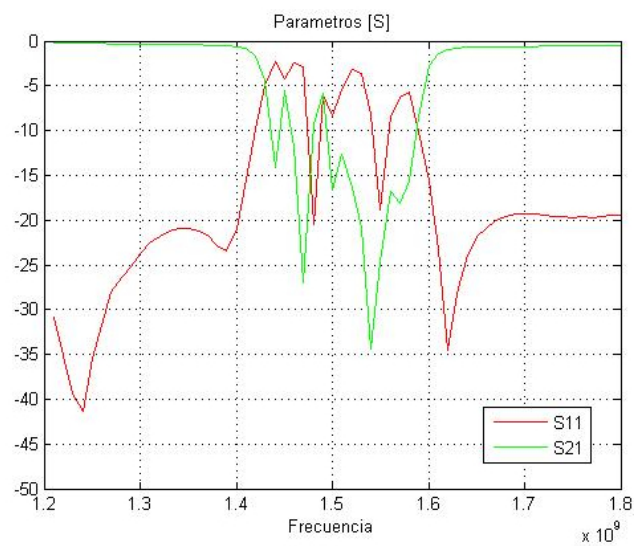
### Dispositivo real:

A partir de los diseños anteriores obtenemos la siguiente estructura real:



**Figura 2.86.** Estructura real basada en el segundo dispositivo diseñado con 10 pares de anillos y dos dimensiones diferentes

Los parámetros S medidos en el laboratorio son la siguientes:



**Figura 2.87.** Parámetros S medidos en laboratorio relativos al segundo ejemplo que posee dos dimensiones de anillos alternados

	frecuencia inf/sup	ancho banda	caída $S_{21}$ maxima
medidas teóricas	1.36/1.48 GHz	120 MHz	41dB
medidas en laboratorio	1.43/1.6 GHz	170 MHz	34dB

**Cuadro 2.26.** Presentación de las medidas más relevantes del modelo simulado y el medido en laboratorio

En este diseño también se mantiene el patrón observado en las estructuras anteriores. Las frecuencias de resonancias reales se desplazan hasta cotas mayores, aunque en este caso favorece el objetivo de diseño de esta estructura, ya que obtenemos una ampliación del ancho de banda de 120MHz a 170MHz con la dos frecuencias de resonancia bien definidas, al igual que en el diseño simulado.

## 2.4. CONCLUSIONES

En este capítulo se ha presentado una parte de la evolución del diseño de una estructura banda eliminada a través de una línea microstrip con anillos SRR grabados al lado de la línea de transmisión. Para ello se han establecido diferentes fases de estudio y diseño:

*-Estudio completo de un único anillo SRR, con el fin conocer al máximo las propiedades es la distribución:*

Como se ha comprobado a lo largo del capítulo, cada anillo proporciona varios modos de resonancia que producen sus correspondientes bandas eliminadas de transmisión debido a que las corrientes se concentran en el propio anillo en vez de continuar a través de la línea. La posición de estas frecuencias viene dada por las dimensiones de los anillos, principalmente por la respuesta capacitiva e inductiva que presentan. A medida que los anillos son mayores presentan capacidades mayores que trasladan las frecuencias de resonancias a cotas inferiores, es decir, los anillos mayores entran en resonancia a frecuencias menores, y los anillos menores resuenan en cotas mayores. La intensidad de resonancia que presentan estas frecuencias depende íntegramente de la distancia entre la línea y el propio SRR. A medida que el anillo se sitúa más cerca de la línea, la densidad de corriente que se presenta es mayor.

*-Estudio de varios anillos de idénticas dimensiones presentes en la estructura, con el fin de poder comprobar la interacción que se produce entre ellos.*

Cuando diseñamos dispositivos con varios anillos comprobamos que el efecto de éstos es aditivo en vez de destructivo, es decir cada SRR va a aportar su resonancia, con lo que obtenemos coeficientes de transmisión más profundos que si tuviéramos un único SRR, además se observa que en estas estructuras empieza a aparecer un incipiente ancho de banda acusado al efecto de varios anillos. A la hora de diseñar estas estructuras se ha comprobado que un parámetro clave es la distancia entre SRR's, ya que distintas separaciones favorecen más a unas frecuencias que a otras, esto se debe a algo que se ha mencionado anteriormente, esta caída del coeficiente de transmisión se produce por el acoplo generado por todos los anillos, que será más acusado para ciertas frecuencias mientras que para otras este acoplo puede llegar a anularse como ha ocurrido en alguna estructura, por esto tenemos que dedicar parte del estudio a colocar los anillos en la posición adecuada en función de la frecuencia donde nosotros queramos obtener la resonancia.

*-Estudio de estructuras con anillos de diferentes dimensiones, con el fin de obtener coeficientes de transmisión mejorados:*

A la vista de los dispositivos propuestos de una única dimensión, se procedió a hacer el estudio con anillos de dos, cinco y diez dimensiones diferentes, con el objetivo de poder crear estructuras que dispusieran de un ancho de banda mayor del que disponían con anillos de dimensión única. Para ello usamos dimensiones muy similares con el objetivo de obtener frecuencias cercanas y convertir dos posibles frecuencias de resonancia aisladas en una pequeña banda de resonancia a través del solapamiento de las mismas. Esto conlleva una limitación y es que el efecto resonante no sea tan acusado y la caída del coeficiente de transmisión se reduzca obteniendo una menor que la deseada, por lo que se debe llegar a un compromiso entre el ancho de banda buscado y la caída mínima que el diseñador considere como aceptable para su estructura.

*-Resultados obtenidos en las estructuras medidas en laboratorio:*

Se ha comprobado a través de las mediciones en laboratorio que las estructuras con SRR presentes tienen propiedades de filtrado en banda eliminada, aunque con resultados ligeramente diferentes a las simulaciones realizadas. No podemos evitar la reducción de la caída del coeficiente de transmisión en las frecuencias de resonancia, ni tampoco el desplazamiento de estas frecuencias hasta cotas superiores. Sin embargo, los modelos construidos presentan ancho de banda ligeramente mayores que las simulaciones, lo cual era uno de los objetivos a la hora de diseñar este tipo de dispositivos, maximizar el ancho de banda.

## CAPÍTULO 3

# BANDA PASANTE

En este capítulo se presentarán diseños con la estructura complementaria al SRR, y su aplicación como filtro paso banda.

### 3.1. INTRODUCCIÓN

Al igual que en el apartado anterior, vamos a intentar desarrollar dispositivos que permitan hacer frente a las frecuencias no deseadas que no existan en cualquier sistema dado. El capítulo estaba enfocado en eliminar las frecuencias no deseadas, por ello se desarrollaron filtros de banda eliminada, pero ahora se va a enfocar de manera que sólo se pueda transmitir la banda en la cual esté centrada la señal que se desea transmitir.

En este capítulo se van a desarrollar filtros paso banda a través de dispositivos con anillos CSRR que son los que proporcionan transmisión en bandas reducidas, al contrario, que los anillos SRR que eliminan la transmisión en sus frecuencias de resonancia, como vimos en el apartado anterior.

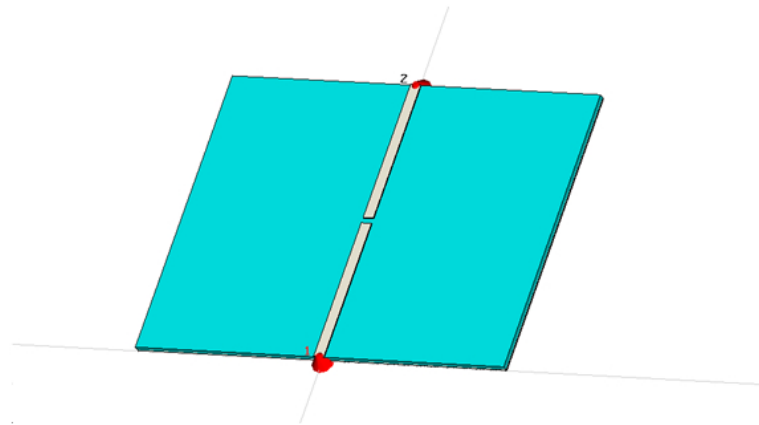
Para poder usar este tipo de anillos, la línea de transmisión superior debe tener algún gap de aire y justo en esa posición debe estar el CSRR en el plano de masa. Esto se verá más ampliamente en el presente capítulo.

### 3.2. ESTUDIO PARAMÉTRICO

El dispositivo más básico con la estructura CSRR será aquel en el que esté presente únicamente un anillo SRR en el plano de masa sustituyendo el metal por dieléctrico o por aire. Además habrá que añadir un gap en la línea superior para que se produzca un salto de energía debido al anillo en el plano de masa a la frecuencia de resonancia del anillo, lo que provocará que sólo se transmitan algunas frecuencias.

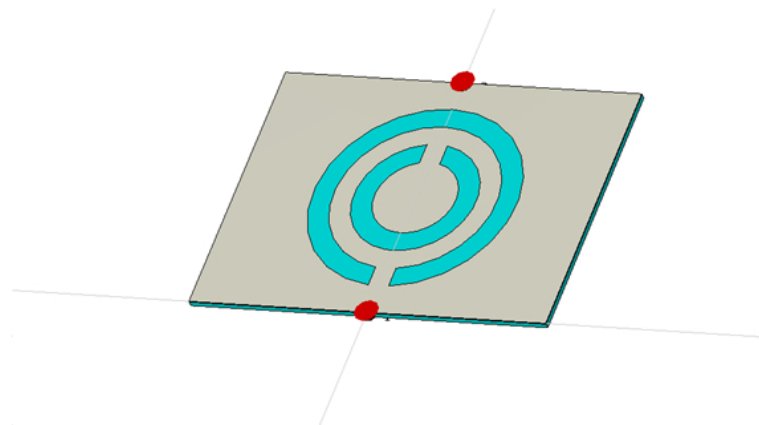
La estructura básica será:

- Parte superior:



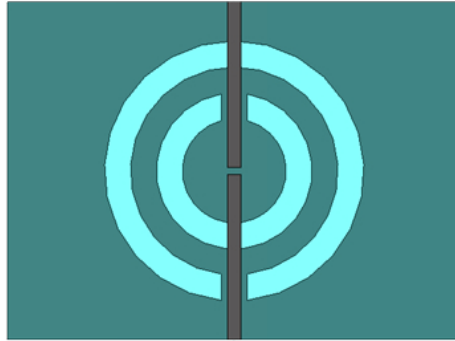
**Figura 3.1.** Vista superior de la estructura básica paso banda

- Parte inferior:



**Figura 3.2.** Vista inferior de la estructura básica paso banda

En la siguiente imagen se puede comprobar que la ranura superior está situada encima del eje central de los anillos del plano de masa.

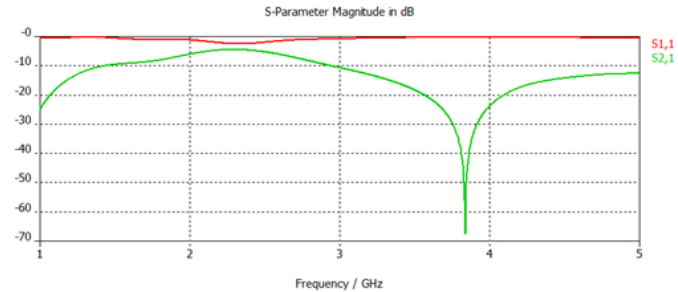


**Figura 3.3.** Vista superior vertical de la estructura básica paso banda

Para este caso tendremos que identificar idénticos parámetros que en los dispositivos con anillos SRR, añadiéndole también el grosor del gap superior. En este caso, los parámetros iniciales son los siguientes:

- Parámetros de la línea:
  - Ancho de la base: 35mm
  - Ancho de la línea: 0.97mm
  - Largo de la línea: 26mm
  - Espesor plano de masa: 0.1mm
  - Espesor de dieléctrico: 0.5mm
  - Espesor de la línea: 0.1mm
  - $\epsilon_r$  : 4.5mm
  - Anchura de la muesca superior: 0.5mm
- Parámetros del SRR:
  - Anillo exterior: -Radio externo: 5mm; -Radio interno: 4mm
  - Anillo interior: -Radio externo: 3mm; -Radio interno: 2mm
  - Grosor de los anillos: 1mm
  - Separación entre anillos: 1mm
  - Grosor de las muescas: 2mm

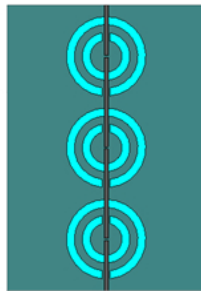
A partir del diseño anterior interesa ver cuáles son sus parámetros S:



**Figura 3.4.** Coeficientes de reflexión y transmisión del modelo básico de estructura paso banda

Vemos que no se produce una resonancia significativa, ni comportamiento paso banda a destacar, excepto a frecuencias ligeramente superiores a 2 GHz, pero no es el modelo de coeficientes de transmisión y reflexión buscados, ya que no se diferencia claramente una banda de paso.

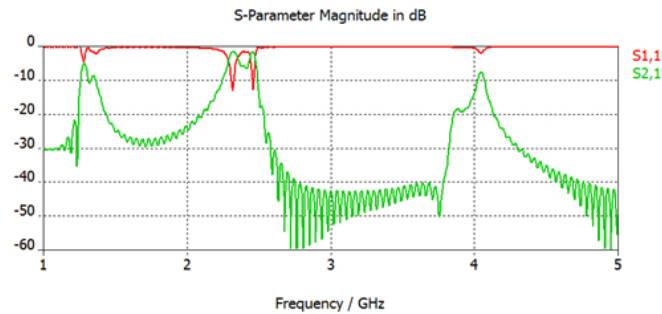
Con el fin de obtener una banda pasante más definida aumentaremos el número de anillos CSRR en nuestra estructura hasta 3, con una separación entre ellos de 1.9mm, manteniendo el resto de las dimensiones anteriores:



**Figura 3.5.** Vista superior de la estructura básica con tres anillos paso banda



Cuyos parámetros S son:

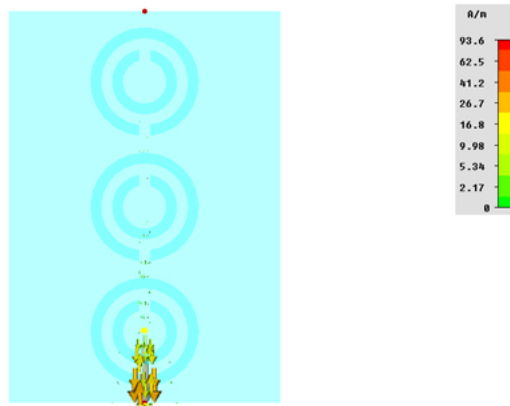


**Figura 3.6.** Coeficientes de reflexión y transmisión del modelo básico de estructura paso banda con tres anillos

Vemos que en este caso sí empezamos a observar unos parámetros de transmisión y reflexión característicos de banda pasante, observamos que entre 2.42GHz y 2.53GHz se produce la resonancia de los anillos, que se presenta mediante una perturbación del coeficiente de transmisión y una subida del parámetro de transmisión de forma similar a una banda de paso, aunque todavía se presentan demasiadas pérdidas.

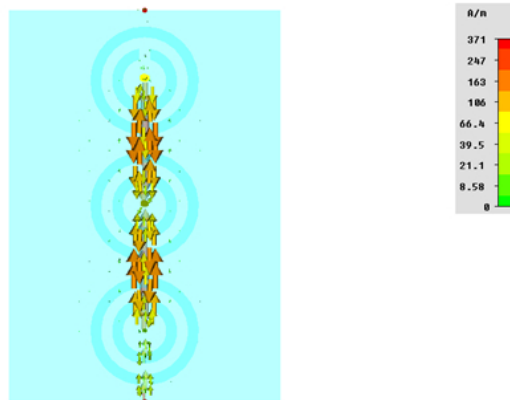
Esto se puede demostrar a través de los diagramas donde se presenta la densidad de corriente, para ello hemos seleccionado una frecuencia arbitraria en la que no se observa resonancia, 2GHz, y la frecuencia de 2.52GHz que es donde se presenta el máximo del coeficiente de transmisión.

-frecuencia aleatoria, 2GHz:



**Figura 3.7.** Diagrama de densidad de corrientes para  $f_1$

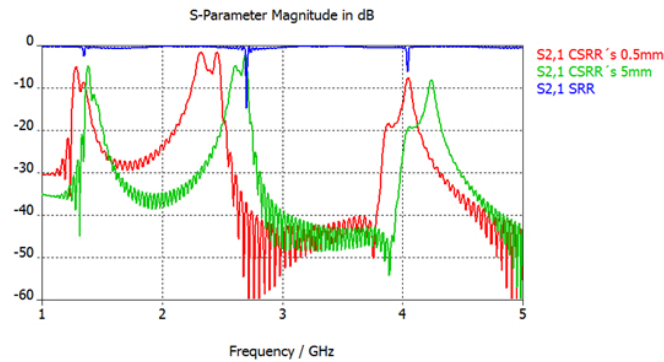
-frecuencia resonante, 2.52GHz:



**Figura 3.8.** Diagrama de densidad de corrientes para  $f_2$

Vemos claramente cómo a la frecuencia de resonancia se produce una transmisión de energía al otro lado de la línea, mientras que en la frecuencia arbitraria la energía no es capaz de superar la primera muesca.

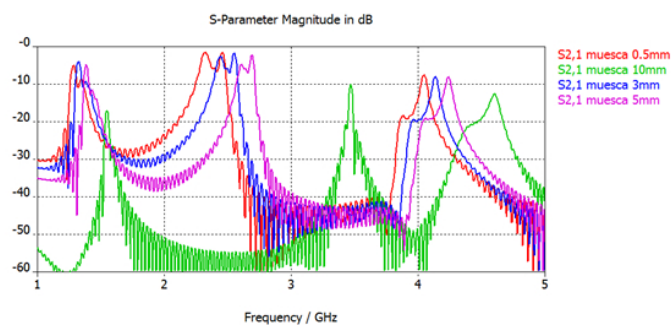
Podemos comparar el dispositivo de anillos CSRR con otro dispositivo de anillos SRR, como los vistos en capítulo anterior, con el fin de comprobar las diferentes disposiciones de una estructura y otra, cuando ambas mantienen los tamaños de los anillos. Con este fin se presentan los parámetros de transmisión para ambos casos:



**Figura 3.9.** Comparación de la respuesta en frecuencia de los anillos SRR y los anillos CSRR con separación de 0,5mm y 5mm

En el caso de los anillos CSRR se han presentado los modelos con separación en la muesca de 0.5mm y 5mm que se estudiarán más en detalle en este capítulo. En cuanto a la resonancia de estos los dispositivos SRR y CSRR se producen en la misma cota de frecuencias, la primera resonancia es común a los tres dispositivos, mientras que para la segunda sólo coincide con el dispositivo de 5mm y la tercera se comparte con la estructura de 0.5mm, esto es debido a las desviaciones que produce el grosor de la muesca de la línea superior, parámetro que no existe en el dispositivo de banda eliminada.

Como hemos visto, se obtienen diferentes parámetros S en función del grosor de la muesca superior, por lo que deberemos comprobar la repercusión de varias anchuras a través del estudio del coeficiente de transmisión de cada uno de los diseños:

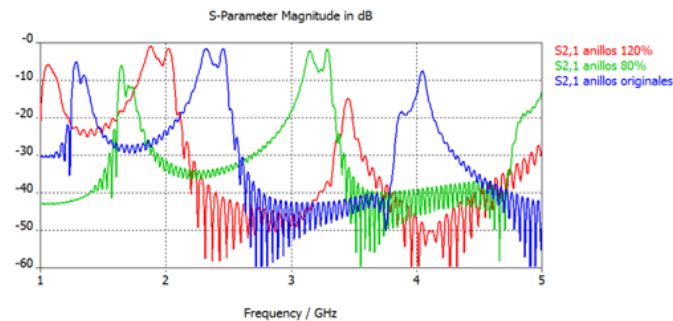


**Figura 3.10.** Comparación del coeficiente de transmisión de dispositivos con grosores de 0.5mm, 3mm, 5mm y 10mm de los anillos CSRR

En la figura 3.10 vemos cómo los diseños con 0.5mm, 3mm, 5mm presentan unas pérdidas similares, pero entre ellos a medida que aumentamos la separación este coeficiente presenta un desplazamiento de las frecuencias de resonancia hasta cotas

mayores. También observamos que en el coeficiente de transmisión del modelo de 10mm de muesca se puede apreciar que las pérdidas generadas aumentan de manera considerable, esto es debido a que a medida que se aumenta esta separación la señal deberá superar un gap mayor, con lo cual le resultará más difícil transmitirse, y a partir de una distancia determinada, que será diferente para cada dispositivo, perderemos la forma de filtro paso banda del coeficiente de transmisión debido a las grandes pérdidas ocasionadas.

También resulta interesante comprobar que se cumple la misma relación entre los tamaños de los anillos y las correspondientes frecuencias de resonancia en estas estructuras a base de anillos CSRR:



**Figura 3.11.** Comparación del coeficiente de transmisión de dispositivos con anillos CSRR de tamaño básico, 80 % y 100 %

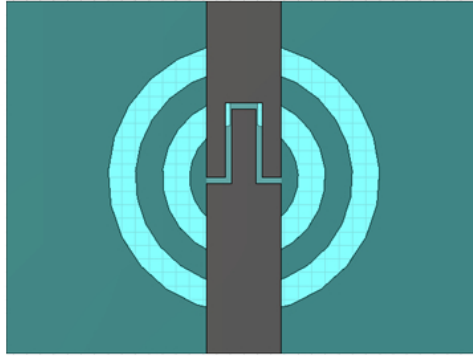
Como vemos, el razonamiento es análogo al del apartado anterior, es decir, para anillos mayores observamos frecuencias de resonancia menores, y para dimensiones menores, obtendremos frecuencias de resonancia mayores.

En estas simulaciones anteriores hemos tratado de estudiar de manera general la situación y profundidad de las frecuencias de resonancia, pero no hemos conseguido ningún filtro paso banda que presente las propiedades adecuadas, o por lo menos que tenga unas pérdidas aceptables, por lo que vamos a intentar aumentar el ancho de banda y reducir estas pérdidas para lo cual se presentan dos alternativas a la muesca superior, ambas realizadas con el fin de aumentar la superficie de salto disponible para la señal:

- 1<sup>a</sup> sustituir la muesca superior por una muesca en forma de "T"
- 2<sup>a</sup> añadir a la muesca superior dos líneas metálicas perpendiculares al eje de transmisión.

### Muesca en forma de T:

La estructura siguiente se basa en descartar la ranura vista hasta ahora, y sustituirla por un gap en forma de 'T', tal y como se muestra en la figura 3.12

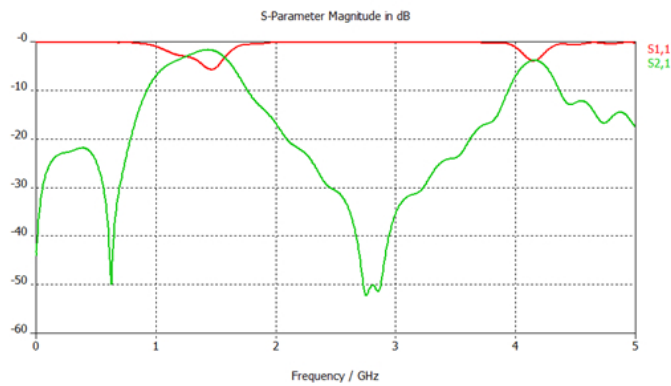


**Figura 3.12.** Estructura de filtro paso banda a través de un anillo CSRR y una muesca en forma de "T"

Las dimensiones relevantes de la muesca en forma de T son:

- Anchura parte central: 1.8mm
- Largo parte central: 5.5mm

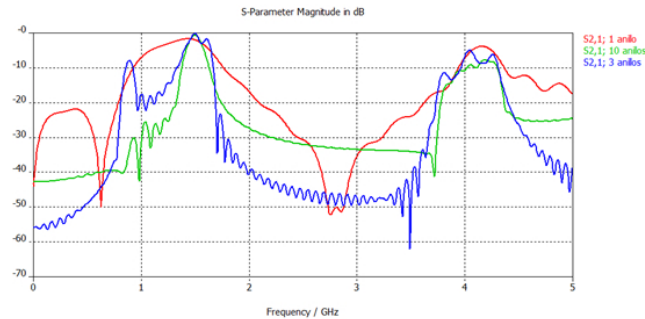
Siendo los parámetros S obtenidos:



**Figura 3.13.** Coeficientes de reflexión y transmisión del diseño de filtro paso banda a través de un anillo CSRR y una muesca en forma de "T"

Vemos que con un único anillo, y esta muesca en forma de T conseguimos dos bandas pasantes gracias a dos frecuencias de resonancia diferentes, llegando incluso hasta los 2dB especialmente en la 1ª banda.

Veamos cómo puede afectar al coeficiente de transmisión el aumentar el número de anillos CSRR presentes:



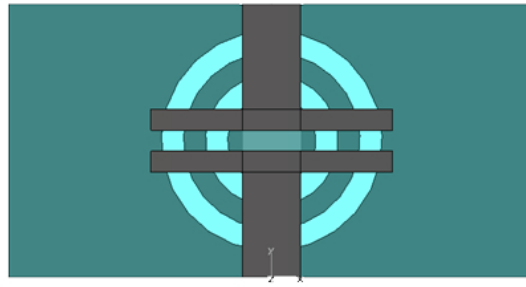
**Figura 3.14.** Coeficientes de transmisión del diseño de filtro paso banda a través de diferente número de anillos CSRR y una muesca en forma de "T"

Vemos que a medida que añadimos anillos CSRR aumentan las pérdidas que tenemos en las bandas resonantes, y conseguimos un menor rango de frecuencias donde la señal es transmitida, por lo tanto este tipo de estructuras se diferencian de las que presentan anillos SRR, en que a medida que aumentamos el número de anillos el coeficiente de transmisión va empeorando, ya que se van añadiendo las pérdidas de cada uno de los anillos, mientras que en el de los anillos SRR, cuantos más anillos distribuyo mejor, porque las pérdidas que provocan cada uno de ellos al resonar, contribuyen a tener banda eliminadas mayores y más profundas.

Debido a la conclusión anterior no es factible el diseño de estructuras con mucho anillos CSRR, lo que impide diseñar estructuras basadas en anillos de diferentes dimensiones, estructuras tipo alternado, y de tamaño decreciente como las vistas en el capítulo anterior, por lo que el camino a seguir para llevar a cabo el estudio de esta estructura es a través de otra modificación en la muesca presente en la línea superior.

#### **Muesca superior basada en dos líneas metálicas perpendiculares al eje de transmisión:**

La estructura siguiente se basa en modificar la muesca inicial añadiendo dos líneas perpendiculares al eje de transmisión, una en cada lado que presenta la ranura, tal y como se muestra en la figura 3.15

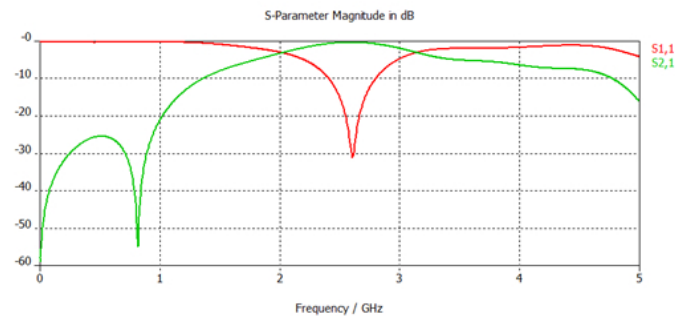


**Figura 3.15.** Estructura filtro paso banda a través de un anillo CSRR y una muesca con líneas perpendiculares

Medidas de las líneas añadidas perpendiculares:

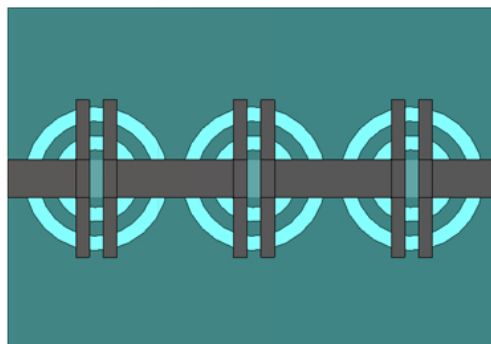
- largo: 23mm
- grosor: 2mm

Obteniendo los siguientes parámetros S:



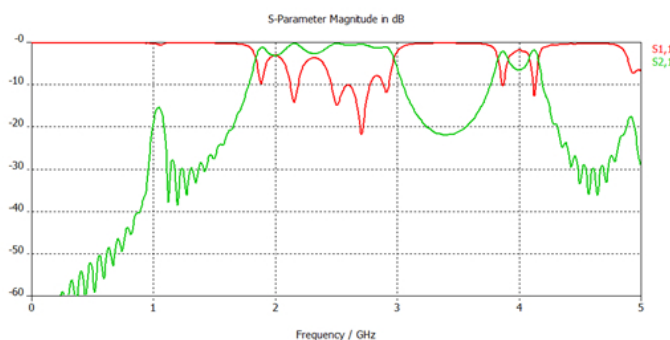
**Figura 3.16.** Coeficientes de transmisión y reflexión del diseño de filtro paso banda a través de un anillo CSRR y una muesca con líneas perpendiculares

Podemos ver una banda pasante muy suave alrededor de 2.5GHz, aunque nos interesa más un parámetro de transmisión que tenga la banda de resonancia más definida, con una caída más abrupta, y como hemos visto antes, esto lo hemos conseguido añadiendo más anillos CSRR a la estructura. En la siguiente consideraremos tener 3 anillos, que da lugar a:



**Figura 3.17.** Estructura filtro paso banda a través de tres anillos CSRR y una muesca con líneas perpendiculares

Cuyos parámetros S son los siguientes:

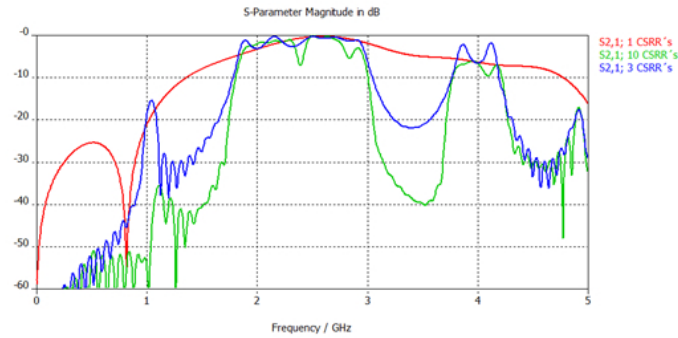


**Figura 3.18.** Coeficientes de transmisión y reflexión del diseño de filtro paso banda a través de tres anillos CSRR y una muesca con líneas perpendiculares

Lo principal que se observa en esta estructura es que hemos conseguido llegar a los 0dB de pérdidas. También podemos ver que se definen perfectamente dos bandas pasantes, la primera en el intervalo comprendido entre las frecuencias de 1.85GHz y 2.96GHz(más de 1GHz de banda) y la segunda entre 3.8GHz y 4.15GHz, bastante más estrecha que la primera. También vemos que se produce cierta resonancia alrededor 1GHz, aunque presenta demasiadas pérdidas (15dB ).

Debemos comprobar, al igual que hemos hecho con la muesca en forma de 'T', la incidencia de estructuras con un número mayor de anillos, para ello presentamos la comparativa de los parámetros S de las dos estructuras anteriores, con 1 y 3 anillos, junto con otra con 10 CSRR:





**Figura 3.19.** Coeficientes de transmisión del diseño de filtro paso banda a través de diferente número de anillos CSRR y una muesca con líneas perpendiculares

Al igual que antes, observamos las mismas bandas de resonancia, y también a medida que añadimos anillos las pérdidas aumentan sin ninguna ventaja evidente. Cabe destacar que los resultados serían peores sin las líneas añadidas perpendiculares.

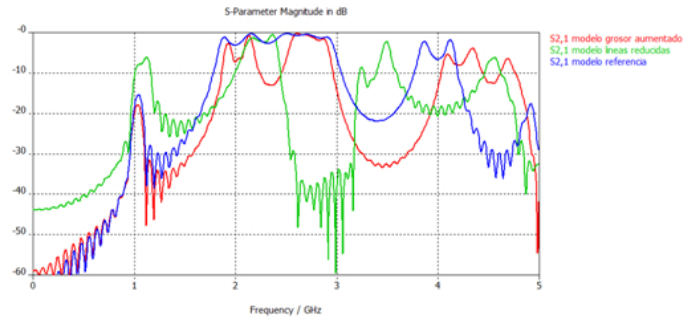
Se ha presentado la estructura que tras múltiples variaciones ha obtenido mejores parámetros, ya que si modificamos tanto el grosor o longitud de las líneas perpendiculares añadidas, se pierde la banda pasante. Para comprobar esto se presenta la siguiente gráfica que es comparativa de tres estructuras diferentes:

1ª Estructura anterior constituida por 3 CSRR, que vamos a considerar como referencia. Medidas de línea: largo 15mm y grosor 2mm.

2º Estructura básica en la que hemos reducido la longitud de las líneas extra hasta los 15mm.

3º Estructura básica en la que se ha aumentado el grosor de las líneas hasta los 3mm.

A partir de las tres estructuras anteriores obtenemos los siguientes parámetros S:



**Figura 3.20.** Coeficientes de transmisión del diseño de referencia, diseño con líneas perpendiculares más largas y diseño con líneas perpendiculares más gruesas

#### Diferentes dimensiones:

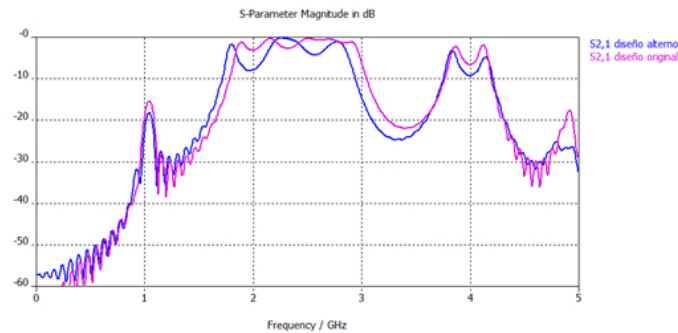
El siguiente paso para este estudio de anillos CSRR es la simulación de estructuras con varias dimensiones. Aunque en este aspecto estamos muy limitados ya que si añadimos muchos anillos las pérdidas resultarían demasiado grandes, por lo que si nos basamos en los resultados anteriores limitamos el número de anillos a 3.

Dado lo anterior presentamos la siguiente estructura, en la cual se presentan dos dimensiones diferentes intercaladas. El primer y tercer anillo mantienen las dimensiones iniciales, pero el anillo central va a presentar las siguientes dimensiones:

Parámetros del SRR2:

- Anillo exterior: -Radio externo: 5.5mm; -Radio interno: 4.4mm
- Anillo interior: -Radio externo: 3.3mm; -Radio interno: 2.2mm
- Grosor de los anillos: 1.1mm
- Separación entre anillos: 1.1mm
- Grosor de las muescas: 2mm

Obteniendo los siguientes parámetros S:



**Figura 3.21.** Coeficientes de transmisión de los diseños de filtro paso banda a través de tres anillos CSRR con una y dos dimensiones y una muesca con líneas perpendiculares

Vemos que el modelo alternado presenta una banda pasante menos estable que el modelo original, aparte de un ligero desplazamiento de la banda central a frecuencias menores, debido a la influencia que ejerce el anillo central ya que tiene dimensiones mayores y resuena en frecuencias menores que el original, por lo que consideramos que diseñar estructuras con anillos de diferentes dimensiones aportará mayores pérdidas y no aportará coeficientes de transmisión mejores.

### 3.3. DISEÑO FINAL

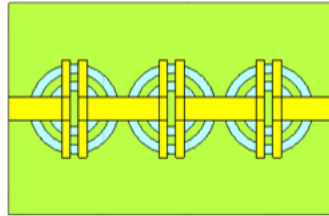
En este caso vamos a diseñar sólo una estructura con el objetivo de validarla mediante su construcción y medida. Nos vamos a centrar en conseguir una banda pasante lo más estable posible, a la vez que intentamos maximizarla a nivel frecuencial. Para ello vamos a partir del diseño anterior y modificarlo en función de los objetivos anteriores, se intentará reducir las pérdidas presentes en las proximidades de 1GHz.

Para mejorar el modelo anterior únicamente hemos alargado la línea de transmisión hasta 75.2mm y el grosor de la línea de transmisión y del plano de masa hasta 0.2mm, los parámetros más relevantes son los que siguen:

- Medidas de la línea:
  - Ancho de la base: 50mm
  - Largo de la línea: 229mm
  - Ancho de la línea: 5.5mm
  - Espesor plano de masa: 0.2mm
  - Espesor de dieléctrico: 1.5mm
  - Espesor de la línea: 0.2mm
- Parámetros del SRR:
  - Anillo exterior: -Radio externo: 5mm; -Radio interno: 4mm
  - Anillo interior: -Radio externo: 3mm; -Radio interno: 2mm
  - Grosor de los anillos: 2mm
  - Separación entre anillos: 2mm
  - Grosor de las muescas: 2mm

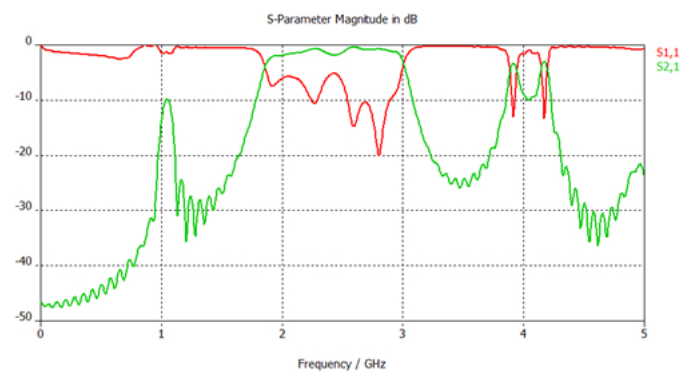
La adecuación del grosor del plano de masa y de la línea a 0.2mm ha sido por especificaciones del laboratorio que ha construido el diseño.

Vista superior:



**Figura 3.22.** Estructura final teórica del diseño paso banda

Siendo los parámetros S obtenidos a través de las simulaciones:



**Figura 3.23.** Coeficiente de transmisión y reflexión correspondiente al diseño final paso banda

Podemos comprobar que la banda pasante es mucho más estable y cercana a 0dB que en los modelos anteriores y hemos conseguido reducir las pérdidas en las frecuencias entorno a 2GHz hasta los 10dB's

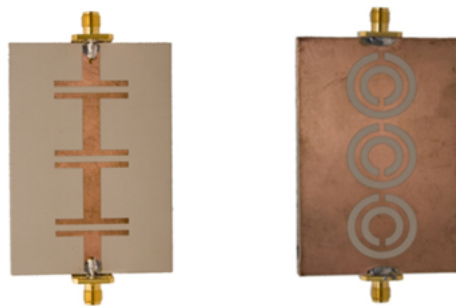
**Modelo construido:**

Para el modelo real se han mantenido las dimensiones anteriores además de haber usado los siguientes materiales:

- Conductor: se ha usado cobre para el plano de masa y para la línea de superior.
- Dieléctrico: Se ha usado Aarlon 450D cuyas características son:

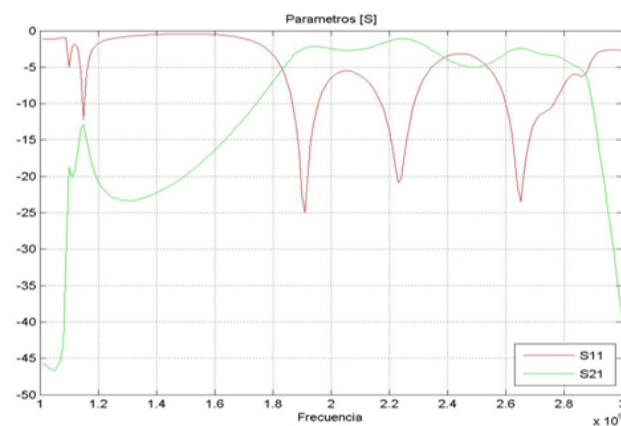
$$\text{Espesor} = 1.5\text{mm}; \epsilon_r = 4.5; \tan\delta:0.0025$$

Con lo que se obtiene el siguiente dispositivo:



**Figura 3.24.** Estructura física real paso banda, parte superior e inferior del diseño

Cuyos parámetros S medidos en laboratorio son:



**Figura 3.25.** Coeficientes de transmisión y reflexión medidos en laboratorio del diseño paso banda

Vemos que a la hora de comprobar el comportamiento de este dispositivo físicamente obtenemos peores resultados que en simulación. Principalmente aumentan las pérdidas a lo largo de todo el coeficiente de transmisión, la resonancia que aparecía en simulación en 1GHz se ha desplazado ligeramente hasta cotas superiores, y con unas pérdidas de 13dB, mientras que en la otra banda pasante sí se mantiene el rango de frecuencias pero el coeficiente de transmisión se mantiene constante aunque aparece con pérdidas superiores a las de simulación.

### 3.4. CONCLUSIONES

En este capítulo se ha presentado parte del estudio realizado de líneas microstrip con estructuras CSRR con las que obtenemos filtros paso banda, a través del cual hemos podido advertir que este tipo de estructura presenta muchas pérdidas. Tanto el gap presente en las muescas superiores como el aumento en el número de dispositivos CSRR hace que obtengamos parámetros de transmisión con peores propiedades, lo cual limita bastante las variantes de diseño de este dispositivo; sobre todo en cuanto al hecho de diseñar estructuras más complejas que podrían presentar diferentes dimensiones para los CSRR, lo cual ha resultado imposible ya que teníamos limitado el número de anillos en las estructuras para las que las pérdidas eran aceptables. Este es el motivo por el que únicamente se presenta un modelo con dos dimensiones diferentes para los anillos siendo sus resultados peores que los del dispositivo con dimensión única.

Inicialmente hemos comprobado que los anillos presentaban resonancias en rangos de frecuencias puntuales, y que se mantenía la relación entre tamaño del anillo y frecuencia de resonancia, es decir, anillos mayores presentaban la resonancia en frecuencias menores, y anillos menores resonaban a frecuencias mayores.

Debemos tener en cuenta las pérdidas que son debidas a la muesca que hemos realizado en la línea superior con el fin de poder obtener este filtro paso banda. Si el gap presentado por esa muesca era mayor que un valor límite las pérdidas hacían perder el filtro paso banda. Con el fin de paliar este problema de las pérdidas provocadas por la muesca y por los propios anillos se han presentado dos estructuras diferentes para sustituir esa muesca superior, las cuales aumentan la zona metálica en 'contacto' por la cual debe saltar la energía con el fin de transmitirse. La 1ª estructura presentada constaba de una muesca en forma de 'T', y en la 2ª se mantenía la muesca lineal, añadiendo dos líneas perpendiculares para facilitar el salto de energía, habiéndose obtenido, para los mismos diseños, resultados similares. En el caso de la muesca en forma de 'T' presentaba un coeficiente de transmisión con banda de paso que no se mantenían, figura 3.14, mientras que en el caso de la estructura con líneas extra aparecía una pequeña banda de paso inicial, y otra segunda más mantenida, figura 3.16.





## CAPÍTULO 4

# DISEÑO GSM 1800 - UMTS

En este capítulo se propondrá una estructura con una aplicación real basada en las propiedades de los anillos SRR.

### 4.1. INTRODUCCIÓN

Tras los estudios anteriores, de todos los diseños, es el momento de presentar un dispositivo que presente una utilidad real, es decir, desempeñe una posible función en el ámbito de las telecomunicaciones. Hemos comprobado que tanto los anillos SRR como los CSRR tienen como propiedad el filtrado en frecuencias, tanto banda eliminada como paso banda. Gracias a ello se ha presentado la oportunidad de crear un dispositivo de tres puertos que filtre dos bandas de trabajo diferenciadas, estas bandas deberán ser unas bandas útiles, por lo que nos hemos decidido por bandas utilizadas en comunicaciones móviles, como son las bandas de GSM 1800 y UMTS:

GSM 1800: 1710GHz -1880 MHz

UMTS: 1920 - 2170 MHz

Este dispositivo constará de un único puerto de entrada por el que será introducida la señal a transmitir, independientemente de cuál sea la banda de funcionamiento, y de dos puertos de salida a través de los cuales obtendremos las dos bandas de frecuencia filtradas físicamente por la estructura. Para ello deberemos decidir la cantidad de anillos que usaremos, las dimensiones de estos anillos y la disposición de los mismos.

## 4.2. ESTUDIO PREVIO Y TOMA DE DECISIONES

Deberemos contemplar varias cosas a la hora de diseñar este dispositivo: La primera cuestión es decidir entre estructuras SRR y CSRR. Inicialmente se eligió la segunda opción, pero enseguida se presentaron varios problemas importantes, el primero de ellos son las pérdidas propias de este tipo de anillos las cuales resultaron demasiado difíciles de adaptar. El segundo de ellos es que los anchos de bandas en los que resuenan los CSRR son muy poco moldeables; ya que no se consiguió ajustar cada una de las salidas a las bandas deseadas. Por esto se va a presentar únicamente el desarrollo a través de los SRR.

Al usar los anillos SRR tenemos que diseñar la salida de los puertos en función de la banda que deben eliminar, no de la que queremos dejar pasar, es decir, si en el puerto 2 queremos obtener la señal GSM, los anillos presentes en el puerto 3 deben presentar resonancia en esta banda para eliminarla en este puerto y permitir que únicamente salga la señal por el puerto 2 que era el objetivo. Por ello en este puerto estarán colocados los anillos que resuenan en la banda UMTS por lo que cualquier ruido proveniente de esta será eliminado inmediatamente, siendo la disposición exacta para la transmisión de la señal UMTS a través del puerto contrario.

En este caso el diseño se basa en una estructura de 3 puertos, un hexapolo, lo que nos complica el diseño ligeramente a la hora de adaptarlo. Debemos intentar que dichas adaptaciones sean lo mejor posibles teniendo en cuenta aún más esta adaptación en las frecuencias de trabajo. El generador de señales estará conectado al primer puerto por lo que la adaptación deberá ser diseñada en función de este puerto, mientras que los otros dos puertos estarán adaptados a través de un adaptador  $\lambda/4$  en función de la banda de trabajo que presenten. La adaptación del primer puerto hará que la impedancia vista desde el generador sea  $50\Omega$ , para ello la impedancia de los puertos 2 y 3 deberá ser de  $100\Omega$  para que al calcular el paralelo de estas dos líneas obtengamos la impedancia  $50\Omega$  necesaria para evitar desadaptaciones. Estas impedancias se traducen en el ancho de línea correspondiente:

Puerto1 ( $50\Omega$ ): la anchura de línea correspondiente es 2.83mm

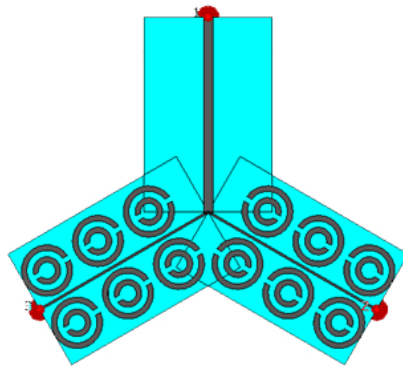
Puerto2 ( $100\Omega$ ): la anchura de línea correspondiente es 0.64mm

Puerto3 ( $100\Omega$ ): la anchura de línea correspondiente es 0.64mm

### 4.3. ESTUDIO PARAMÉTRICO

Una vez tomadas las decisiones anteriores, deberemos ajustar el número y las dimensiones de los anillos. Para ello tendremos que tener en cuenta el compromiso entre el propio tamaño del dispositivo y la funcionalidad.

Inicialmente mostraremos un dispositivo en el que tenemos las mismas dimensiones para todos los anillos con el fin de tener un contacto inicial con esta estructura de tres puertos así como de su respuesta frecuencial:



**Figura 4.1.** Estructura hexapolo con 3 pares de anillos SRR iguales en cada puerto de salida

En este dispositivo las medidas de relevancia son:

- Parámetros de la línea:
  - Ancho de las bases: 40mm
  - Largo de la líneas: 60.9mm
  - Espesor plano de masa: 0.1mm
  - Espesor de dieléctrico: 1.5mm
  - Espesor de la línea: 0.1mm
  - $\epsilon_r$  : 4.5
- Parámetros del SRR:
  - Anillo exterior: -Radio externo: 6.127mm; -Radio interno: 5.657mm
  - anillo interior: -Radio externo: 5.287mm; -Radio interno: 4.727mm
  - Grosor de los anillos: 0.56mm

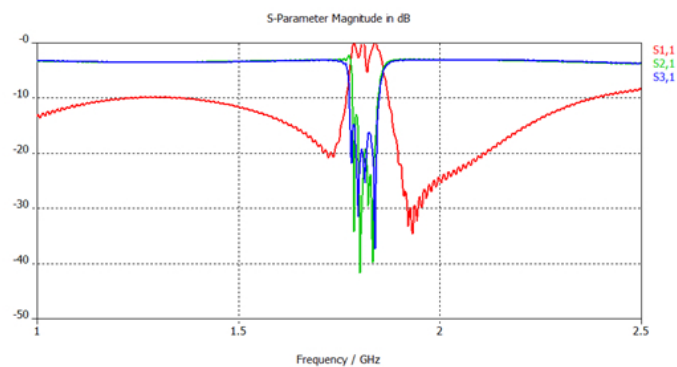
— Separación entre anillos: 0.37mm

- Otros parámetros:

— Grosor de las muescas: 0.56mm

— Distancia línea/anillo: 0.2mm

En estos dispositivos de tres puertos se presentarán los parámetros S ( $S_{11}$   $S_{21}$   $S_{31}$ ) que se corresponden con los parámetros de reflexión en el primer puerto y los coeficientes de transmisión para los puertos dos y tres:



**Figura 4.2.** Parámetros S de estructura hexapolo con 3 pares de anillos SRR iguales en cada puerto de salida

Podemos comprobar cómo los parámetros S exhiben una ligera desadaptación debida a las impedancias, las cuales se presentaran en forma de pérdidas constantes en todos los parámetros. También se puede ver como ambos parámetros de transmisión presentan resonancia en la misma banda de frecuencia. Esto es debido a que usamos una dimensión única para todos los anillos, por lo que a continuación deberemos concretar las dimensiones de los anillos de cada puerto en función de la banda de trabajo que deseemos eliminar. Según esto y manteniendo la permitividad relativa en 4.5(material Aarlon 450) necesitamos las siguientes medidas para cada una de las bandas:

- *Banda GSM 1800*: la frecuencia central de este modo se sitúa alrededor de los 1800MHz, por lo que las dimensiones del anillo que presenta resonancia a esa frecuencia son:

Parámetros del SRR GSM:

— Anillo exterior: -Radio externo: 8.15mm; -Radio interno: 6.05mm

— Anillo interior: -Radio externo: 4.05mm; -Radio interno: 1.95mm

— Grosor de los anillos: 2.1mm

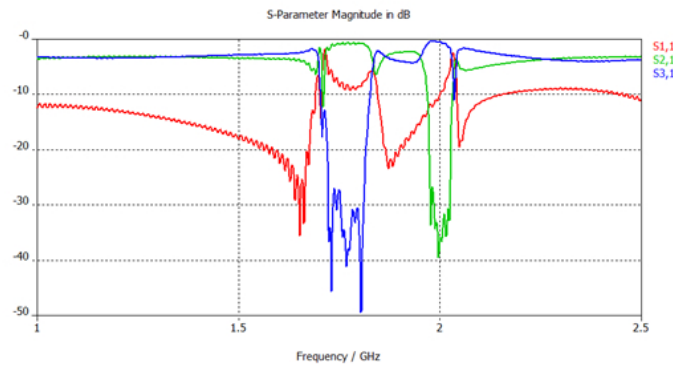
— Separación entre anillos: 2mm

- *Banda UMTS*: la frecuencia central de este modo se sitúa alrededor de los 2050MHz, por lo que las dimensiones del anillo que presenta resonancia a esa frecuencia son:

Parámetros del SRR UMTS:

- Anillo exterior: -Radio externo: 7.25mm; -Radio interno: 5.45mm
- Anillo interior: -Radio externo: 3.65mm; -Radio interno: 1.85mm
- Grosor de los anillos: 1.8mm
- Separación entre anillos: 1.8mm

A partir de los cuales se presentan los parámetros S del dispositivo usando una dimensión diferente en cada uno de los puertos:



**Figura 4.3.** Parámetros S de estructura hexapolo con 3 pares de anillos SRR CON dos dimensiones diferentes, una en cada puerto de salida

Vemos que el ancho de banda es insuficiente en cuanto a las necesidades planteadas, debido a lo cual nos vemos obligados a usar 4 dimensiones diferentes, usando dos diferentes en cada uno de los puertos con el fin de obtener el ancho de banda eliminada deseado, por lo que mantendremos las dimensiones anteriores y añadiremos las siguientes:

- *Banda GSM*: mantenemos la dimensión anterior presentada y añadimos otra dimensión muy próxima a la inicial para intentar maximizar el ancho de banda:

Parámetros de los segundos anillos SRR para GSM:

- Anillo exterior: -Radio externo: 7.8mm; -Radio interno: 5.9mm
- Anillo interior: -Radio externo: 4mm; -Radio interno: 2.1mm
- Grosor de los anillos: 1.9mm

— Separación entre anillos: 1.9mm

- Banda UMTS: mantenemos la dimensión anterior presentada y añadimos otra dimensión muy próxima a la inicial para intentar maximizar el ancho de banda:

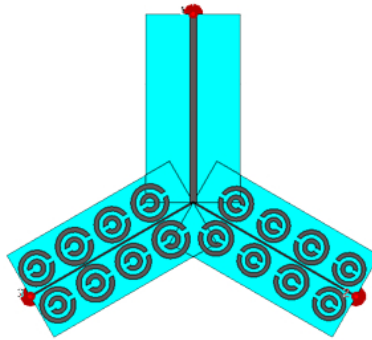
Parámetros de los segundos anillos SRR para UMTS:

— Anillo exterior: -Radio externo: 6.9mm; -radio interno: 5.2mm

— Anillo interior: -Radio externo: 3.5mm; -radio interno: 1.8mm

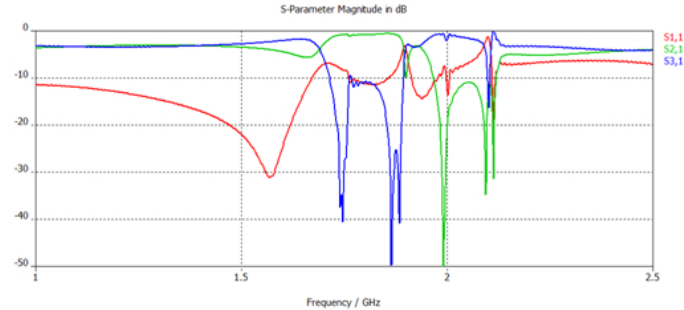
— Grosor de los anillos: 1.7mm

— Separación entre anillos: 1.7mm



**Figura 4.4.** Estructura hexapolo con 4 pares de anillos SRR en cada puerto de salida usando 4 dimensiones diferentes, dos en cada puerto de salida

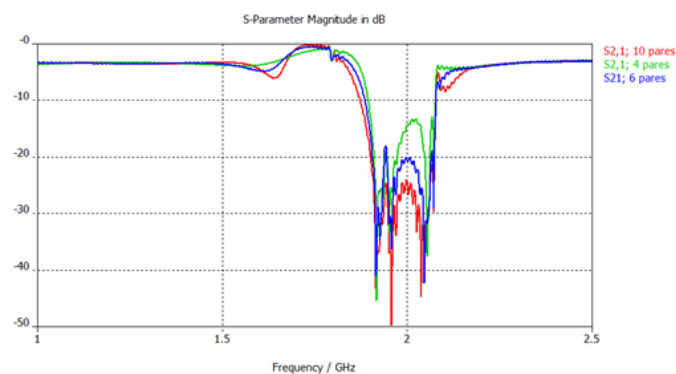
Siendo los parámetros S obtenidos a partir de este diseño los siguientes:



**Figura 4.5.** Parámetros S de estructura hexapolo con 4 pares de anillos SRR en cada puerto de salida con 4 dimensiones diferentes, dos en cada puerto de salida

Las bandas eliminadas están bastante definidas pero necesitamos comprobar la influencia del número de anillos presentes en este diseño, para ello presentamos una comparativa de varios dispositivos con diferente número de anillos, con el fin de no sobrecargar las gráficas presentaremos únicamente el coeficiente de transmisión hacia el puerto2 y por separado el del puerto3:

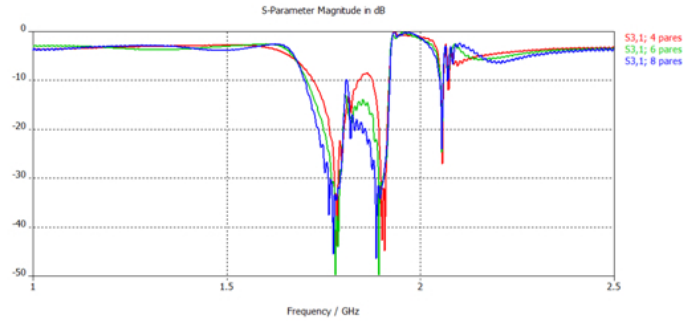
-Coeficiente de transmisión puerto2:



**Figura 4.6.** Coeficiente de transmisión en el puerto2 del diseño hexapolo con 4, 6 y 8 pares de anillos SRR con 4 dimensiones diferentes

Se comprueba que a medida que aumenta el número de anillos el coeficiente de transmisión es más profundo debido a la acción múltiple de los anillos.

-Coeficiente de transmisión puerto3:



**Figura 4.7.** Coeficiente de transmisión en el puerto3 del diseño hexapolo con 4, 6 y 8 pares de anillos SRR con 4 dimensiones diferentes

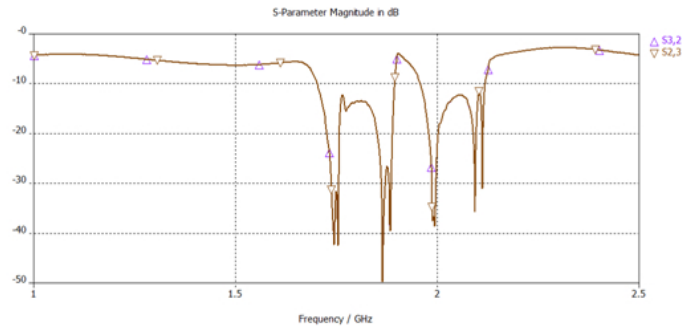
Vemos que a medida que aumentamos en número de anillos presentes en nuestro diseño conseguimos atenuar las bandas eliminadas, lo cual nos es beneficioso, pero también obtenemos diseños más grandes, lo cual limita mucho la funcionalidad del mismo, por lo tanto debemos llegar a un compromiso entre estos dos principios, a través de lo cual decidimos que el más óptimo será el diseño con 4 anillos en cada puerto, tanto por funcionalidad, como por tamaño.

Finalmente necesitamos comprobar si el resto de los parámetros S existentes en un hexapolo presentan algún tipo de alteración en forma de pérdidas o desplazamiento frecuencial de alguna de las bandas de trabajo. Utilizaremos el modelo de 4 anillos en cada puerto como el de referencia:

-Parámetros de transmisión cruzada:

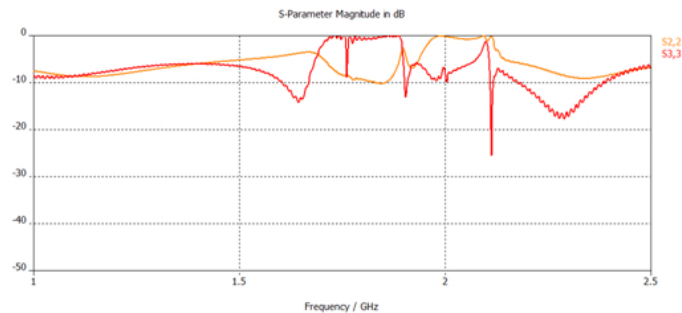
En la gráfica 4.8 se presentan los parámetros  $S_{32}$  y  $S_{23}$ . Se aprecia que en los parámetros cruzados se elimina la transmisión en ambas bandas, lo cual nos ayuda a reducir las posibles perturbaciones que se puedan trasladar de un puerto al otro.





**Figura 4.8.** Coeficiente de transmisión cruzada entre el puerto2 y el puerto3 del diseño hexapolo con 4, 6 y 8 pares de anillos SRR con 4 dimensiones diferentes

-Coeficientes de reflexión en los puertos de salida:



**Figura 4.9.** Coeficientes de reflexión en los puertos de salida del diseño hexapolo con 4 pares de anillos SRR en cada puerto de salida con 4 dimensiones diferentes

Vemos cómo el coeficiente de transmisión del puerto2, representado en la figura 4.9 presenta entre las frecuencias correspondientes a la banda de UMTS una reflexión total (0dB) lo cual es totalmente coherente, ya que debe permitir sólo la transmisión de la banda GSM, mientras que en el puerto3 ocurre justamente al revés, refleja la banda GSM y transmite la banda UMTS.

Por último se va a proceder a adaptar estos puertos de salida a través de un adaptador  $\lambda/4$  en función de la banda para la cual estén diseñados. Este adaptador  $\lambda/4$  consta de un trozo de línea de longitud  $\lambda/4$  de impedancia característica  $Z_a$ . Para que se

produzca adaptación, se requiere que la impedancia de entrada del conjunto carga  $Z_l$  tras el adaptador de impedancia  $Z_a$  sea igual a la impedancia característica de la línea original  $50\Omega$ . Los adaptadores diseñados son los siguientes:

- Para ambos el grosor de la línea debe ser el mismo ya que pretendemos adaptar una línea de  $100\Omega$  a  $50\Omega$ , lo cual nos conlleva una impedancia del adaptador:

$$Z_a = \sqrt{Z_l * Z_0} = \sqrt{100 * 50} = 70,7\Omega \quad (4.1)$$

Impedancia que debe ser obtenida a partir de la anchura de la línea superior de la microstrip, que para  $70.7\Omega$  y en función de los parámetros del dispositivo debe ser de 1.48mm.

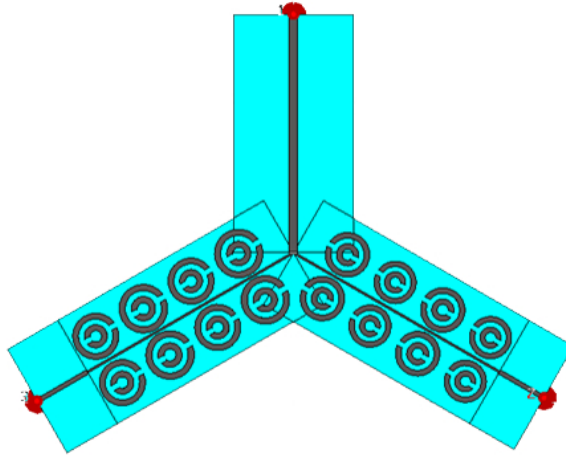
- Deberemos ajustar también la longitud de estos adaptadores, diferente en cada puerto, ya que debe ser calculado en función de la banda de trabajo:
  - Puerto 2: En este puerto los anillos presentan resonancia en la banda de UMTS por lo que se pretende transmitir la señal sobre GSM. Por tanto el adaptador deberá ser diseñado en función de esta frecuencia de trabajo,  $f_2$ , lo que se traduce en una longitud:

$$l_2 = \lambda_2/4 = \frac{c}{f_2 * \sqrt{\epsilon_r}} = 19,5mm \quad (4.2)$$

- Puerto 3: En este puerto los anillos presentan resonancia en la banda de GSM por lo que se pretende transmitir la señal sobre UMTS. Por tanto el adaptador deberá ser diseñado en función de esta frecuencia de trabajo,  $f_3$ , lo que se traduce en una longitud:

$$l_3 = \lambda_3/4 = \frac{c}{f_3 * \sqrt{\epsilon_r}} = 17,25mm \quad (4.3)$$

A partir de lo anterior se obtiene un diseño de la forma:

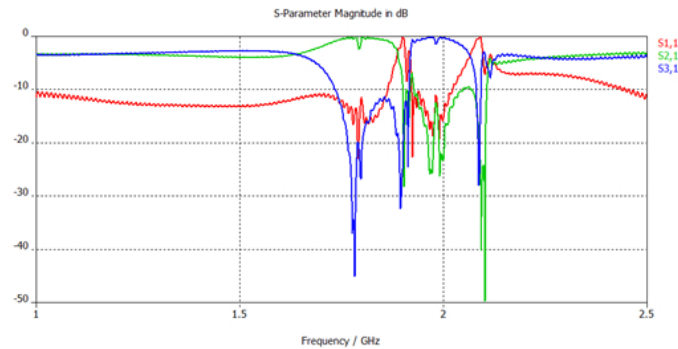


**Figura 4.10.** Estructura hexapolo con 4 pares de anillos SRR en cada puerto de salida con adaptadores  $\lambda/4$

Resultando los siguientes parámetros S:

- Parámetros puerto1:

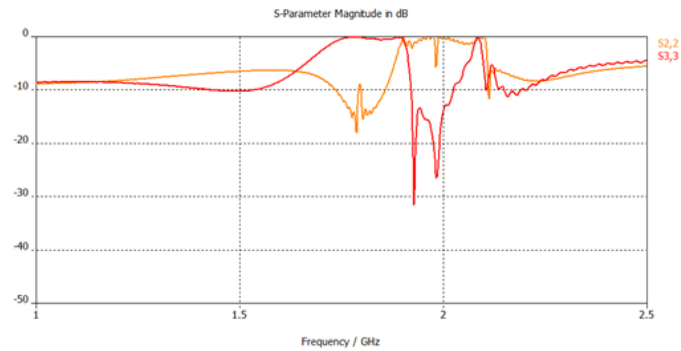
Se observan perfectamente las dos bandas de paso referentes a los dos modos



**Figura 4.11.** Parámetros S de estructura hexapolo con 4 pares de anillos SRR en cada puerto de salida con 4 dimensiones diferentes

de funcionamiento, a la vez que el coeficiente de reflexión del puerto contrario es prácticamente 0dB. Además, el coeficiente de reflexión de entrada únicamente alcanzó 0dB en las frecuencias de separación de cada una de las bandas.

- Coeficientes de reflexión de puertos de salida:



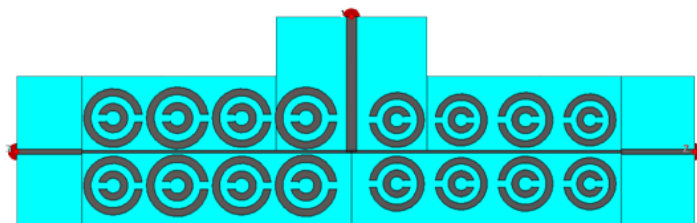
**Figura 4.12.** Coeficientes de reflexión en los puertos de salida del diseño hexapolo con 4 pares de anillos SRR en cada puerto de salida con 4 dimensiones diferentes

En este caso la adaptación es mejor que en el diseño sin el adaptador  $\lambda/4$ . Se mantiene constante en 0dB en la banda que se desea reflejar, y con caídas superiores a los 10dB en las bandas de transmisión.

#### 4.4. DISPOSITIVO FINAL

De cara a construir el dispositivo físicamente, la forma en Y presentada anteriormente no tiene ninguna razón aparente más que sea simétrica, pero si nuestro objetivo es construirlo debemos intentar compactar la estructura, por lo que los puertos 2 y 3 presentaran un ángulo de 90 grados con respecto el puerto de entrada, en vez de 120 presente en los modelos anteriores. Con este propósito se ha recortado la longitud del puerto de entrada, la cual no presenta ninguna utilidad en concreto.

El número de anillos presentes son cuatro en cada uno de los puertos, esto es debido al mismo propósito anterior, obtener el dispositivo más compacto con unas propiedades aceptables. Siendo la figura obtenida la que sigue a continuación:

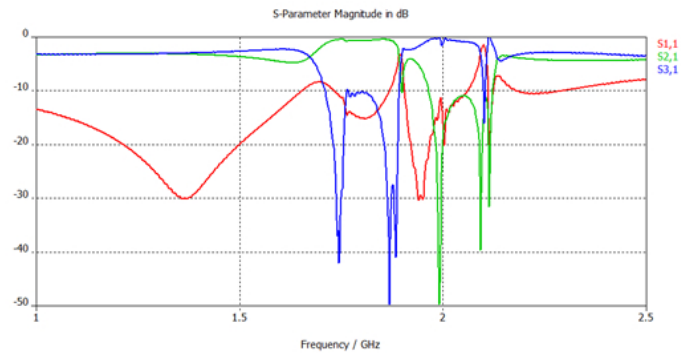


**Figura 4.13.** Estructura final en forma de T hexapolo con 4 pares de anillos SRR en cada puerto de salida con adaptadores  $\lambda/4$  en forma de T

Las dimensiones de este dispositivo son las mismas dimensiones presentadas anteriormente, únicamente ha cambiado la disposición.

Siendo los parámetros S obtenidos:

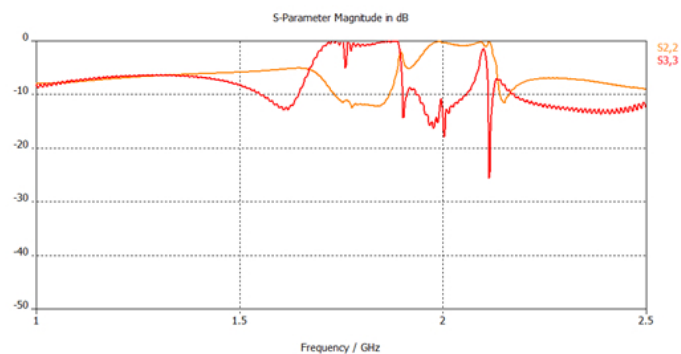
- Parámetros puerto1:



**Figura 4.14.** Parámetros S de estructura hexapolo con 4 pares de anillos SRR en cada puerto de salida con 4 dimensiones diferentes en forma de T

Vemos una sensible mejora en cuanto a la definición de las bandas pasantes, tanto en cada uno de los puertos con respecto las pérdidas de la banda eliminada, como en la banda pasante de cada uno de ellos el coeficiente de transmisión se presenta más estable cerca de 0dB, y en el coeficiente de transmisión las frecuencias puntuales de separación de las bandas de trabajo están más alejadas de 0dB lo que nos favorece la transmisión de la señal entrante.

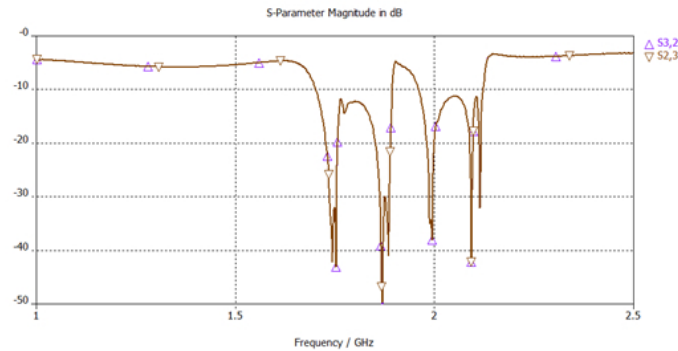
- Coeficientes de reflexión en puertos de salida:



**Figura 4.15.** Coeficientes de reflexión en los puertos de salida del diseño hexapolo con 4 pares de anillos SRR en cada puerto de salida con 4 dimensiones diferentes en forma de T

Vemos que el cambio de la geometría de la estructura no ha variado estos coeficiente, manteniéndose definidas las bandas pasantes y eliminadas para cada uno de los puertos.

- Parámetros de transmisión cruzados:



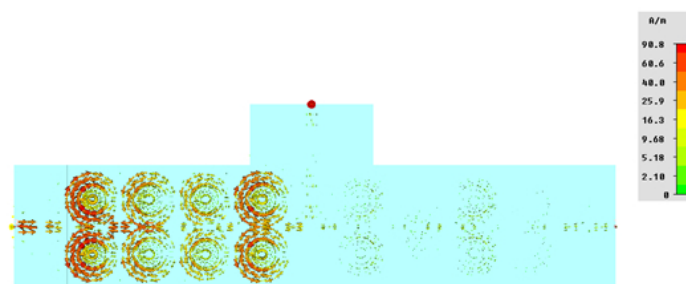
**Figura 4.16.** Coeficientes de transmisión cruzada entre puerto2 y puerto3 del diseño hexapolo con 4 pares de anillos SRR en cada puerto de salida con 4 dimensiones diferentes en forma de T

Vemos que en este caso se presentan ligeras variaciones. Sin embargo, sigue siendo totalmente simétrico, y la banda eliminada es obtenida a través de la unión de las bandas eliminadas de cada uno de los dos puertos.

Se puede comprobar perfectamente la resonancia de los anillos y la eliminación frecuencial de cada uno de los puertos si estudiamos las densidades de corriente para una cada de las bandas de trabajo:

- Banda GSM:

Comprobamos las densidades de corrientes en la estructura para una frecuencia de 1.8GHz:



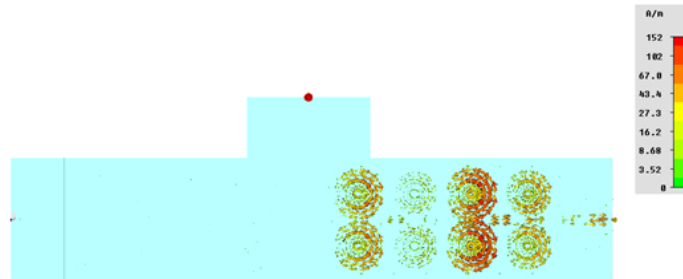
**Figura 4.17.** Distribución densidad de corriente para una frecuencia de 1.8GHz correspondiente a la banda de GSM

Vemos perfectamente que los anillos que entran en resonancia son los del puerto3, lo que provoca que la energía a esta frecuencia se refleja, no se transmite por dicho

puerto.

- Banda UMTS:

Comprobamos las densidades de corrientes en la estructura para una frecuencia de 2GHz:



**Figura 4.18.** Distribución densidad de corriente para una frecuencia de 2GHz correspondiente a la banda de UMTS

Vemos perfectamente que los anillos que entran en resonancia son los del puerto2, lo que provoca que la energía a esta frecuencia no se propaga por dicho puerto.

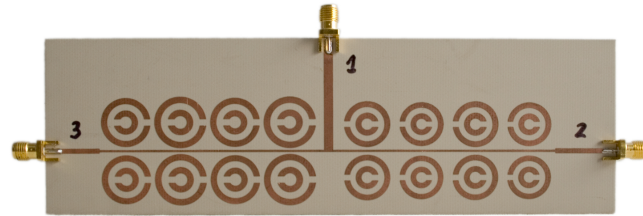
**Dispositivo físico:** Para este diseño físico se han mantenido las dimensiones de la estructura y de los anillos del diseño teórico, en el que se han usado los siguientes materiales:

- Conductor: se ha usado cobre para el plano de masa y para la línea superior.
- Dieléctrico: se ha usado Aarlon 450D cuyas medidas son:

$$\text{Espesor} = 1.5\text{mm}; \epsilon_r = 4.5; \tan\delta = 0.0025$$



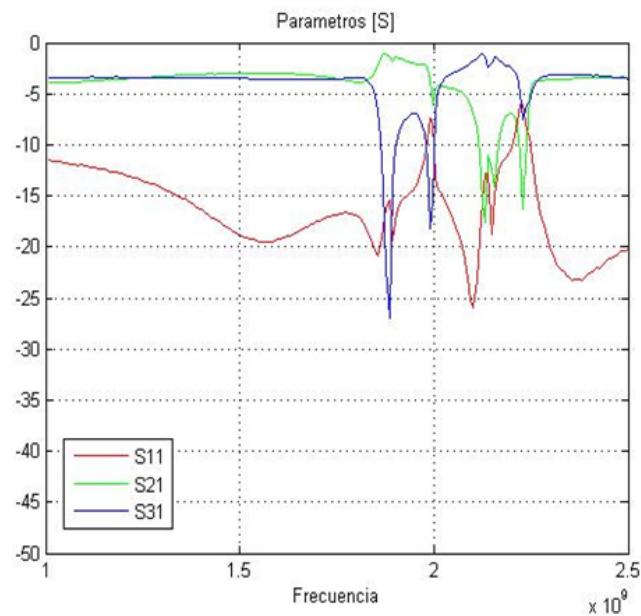
Siendo la estructura obtenida:



**Figura 4.19.** Fotografía de la estructura construida, hexapolo con 8 pares de anillo de 4 dimensiones diferentes

Vemos que la estructura en vez de tener forma de "T" en el laboratorio se ha optado por dejarlo como un rectángulo sobre el que se han impreso las líneas de transmisión y los anillos. Esta variación no supone en principio ningún cambio en la estructura que repercute en sus parámetros S.

-Parámetros S del puerto1:

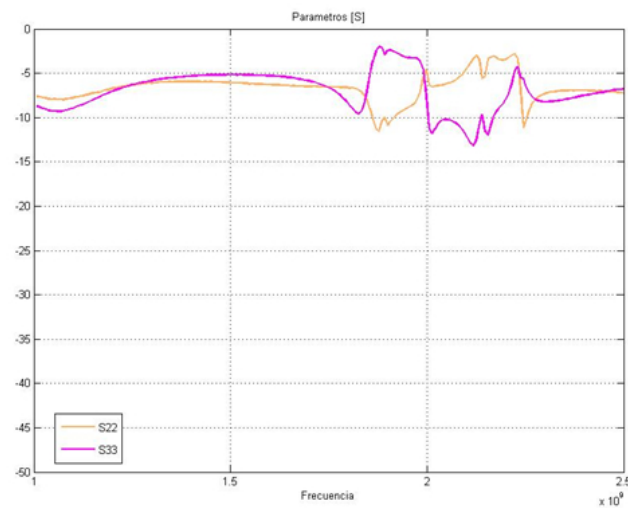


**Figura 4.20.** Parámetros S medidos en laboratorio correspondientes al puerto 1, coeficiente de reflexión y coeficientes de transmisión hacia los puertos de salida.

La primera impresión que obtenemos es que al igual que los elementos reales diseña-

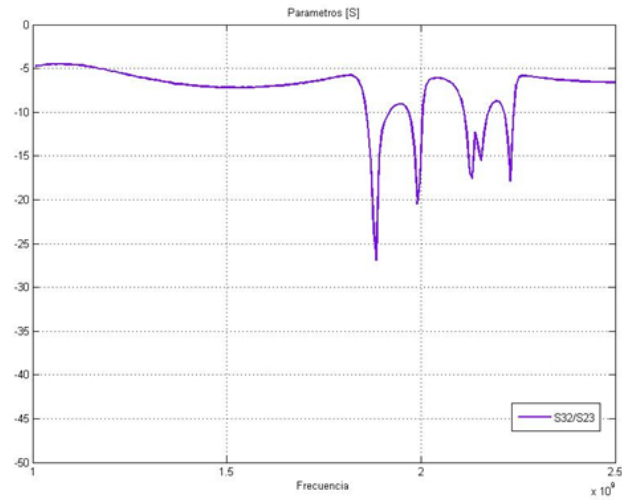
dos anteriormente se produce un desplazamiento de frecuencia hasta cotas superiores, debida al que los materiales no son ideales y tienen pérdidas. Aún así se mantienen intactas las dos bandas de paso en cada uno de los puertos. En cuanto al coeficiente de reflexión vemos que está totalmente adaptado, únicamente se aprecian dos subidas en las frecuencias límites de las bandas de paso. Los coeficientes de transmisión de ambos puertos han reducido su profundidad considerablemente manteniendo definidas las dos bandas de trabajo aunque con un desplazamiento hasta frecuencias superiores de unos 50MHz.

-Coeficientes de reflexión en los puertos de salida:



**Figura 4.21.** Parámetros S medidos en laboratorio correspondientes al puerto 1, coeficiente de reflexión y coeficientes de transmisión hacia los puertos de salida

-Coeficiente de transmisión cruzada entre los puertos 2 y 3:



**Figura 4.22.** Parámetros S medidos en laboratorio correspondientes al puerto 1, coeficiente de reflexión y coeficientes de transmisión hacia los puertos de salida

En el coeficiente de transmisión cruzada se ve como al tener atravesar la señal de un puerto a otro se ve afectada por la influencia de todos los anillos, por lo que presenta caída en las dos bandas de trabajo.

## 4.5. CONCLUSIONES

En este capítulo se ha pretendido diseñar un dispositivo que filtre físicamente dos bandas de trabajo diferenciadas que tengan una utilidad en el ámbito de las telecomunicaciones, para ello se ha hecho uso del estudio presentado en los capítulos iniciales y finalmente se ha optado por un diseño basado en anillos SRR, a través de bandas eliminadas.

El dispositivo construido cumple los requisitos de filtrar físicamente dos bandas de trabajo, pero en unos rangos superiores manteniendo el mismo ancho de banda. En los dispositivos físicos presentados en los capítulos II y III se producía también este desplazamiento, pero no limitaba su funcionamiento ya que no necesitábamos una zona de trabajo específica, mientras que en este dispositivo sí se necesitaba, por lo que si queremos que funcione en las bandas especificadas se deben rediseñar las dimensiones de todos los anillos teniendo en cuenta este desplazamiento.

## CAPÍTULO 5

# CONCLUSIONES Y LINEAS FUTURAS

El objetivo de este proyecto ha sido comprender el funcionamiento de las estructuras basadas en SRR y CSRR, y posteriormente a partir de ellos emplearlos para el diseño de una aplicación concreta en el ámbito de las telecomunicaciones. Para ello se ha realizado un estudio previo bibliográfico que ha sido expuesto en el Capítulo 1. Posteriormente se ha procedido a un análisis de los parámetros constituyentes de dichas estructuras, mediante simulaciones que han sido validadas con la construcción y medidas de unos diseños particulares.

El principal beneficio de la distribución basada en SRR en diseños banda eliminada, es que tanto el ancho de banda, como la profundidad de la caída del parámetro de transmisión se pueden ajustar totalmente añadiendo anillos de diferentes dimensiones, o aumentando el número de anillos. La frecuencia de funcionamiento de los anillos es proporcional al tamaño de los mismos, siendo mas baja cuanto mayor sea el tamaño de los mismos. Para minimizar dichas estructuras podemos aumentar la permitividad del dieléctrico empleado, lo que reduce bastante sus dimensiones, y genera estructuras más compactas.

En cuanto a la hora de diseñar estructuras paso banda con dispositivo CSRR, se encontró que aumentando el número de celdas unidad aumentaban de forma considerada las pérdidas del dispositivo, por lo que se hacía necesario un número reducido de las mismas. Por otro lado, la adaptación resulta difícil y se hizo necesario el uso de muescas con forma de T o basadas en las líneas perpendiculares para solamente dicho problema.

Finalmente se propuso el desarrollo de un doble filtro frecuencial para tecnología móvil (GSM y UMTS), a partir del cual se filtraba de manera física la frecuencia en la que trabajaban cada uno de los puertos de salida, habiendo obtenido dos bandas de trabajo diferenciadas. En el diseño construido, estas bandas de trabajo se han visto desplazadas ligeramente hasta frecuencias superiores, por lo que se debería rediseñar teniendo en cuenta dicho desplazamiento, aunque ha quedado demostrada la funcionalidad y utilidad de dichas estructuras basadas en SRR para el filtrado de dispositivos de microondas.

#### **5.0.1. LINEAS FUTURAS**

Como líneas futuras se pueden establecer las siguientes:

- Extrapolación de los resultados obtenidos a otro tipo de dispositivos de microondas existentes en el mercado, como amplificadores, mezcladores etc.
- Búsqueda de técnicas de reducción de pérdidas de los dispositivos basados en CSRR para dotarlos de una mayor funcionalidad real.
- Estudio de filtros en Split Ring Resonators que empleen elementos concentrados (capacitivos o inductivos) para conseguir una mayor miniaturización de los dispositivos de microondas.

# Bibliografía

- [Bonache, 2006] J. BONACHE, *Filtros de microondas basados en metamateriales y resonadores concentrados*, Tesis Doctoral, Departamento de Ingenieria Electronica (Universidad Autonoma de Barcelona), 2006.
- [Falcone et al., 2004] F. FALCONE, T. LOPETEGI, M. A. G. LASO, J. D. BAENA, J. BONACHE, M. BERUETE, R. MARQUÉS, F. MARTÍN y M. SOROLLAT, *Babinet principle applied to the design of metasurfaces and metamaterials*, Phys. Rev. Lett, 2004.
- [Pendry et al., 1999] J. PENDRY, A. HOLDEN, D. ROBBINS y W.J.STEWART, “Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, 47(5), 1999.
- [Pozar, 2005] D. M. POZAR, *Microwave engineering*, John Wiley and Sons, 2005.
- [R.Marques et al., ] R.MARQUES, F.MEDINA y R. EL ISIDRII, “Rolle of bianisotropy in negative permeability an left-handed materials”, , ????
- [Smith et al., 2000] D. R. SMITH, W. J. PADILLA, D. C. VIER, S. C. NEMAT-NASSER y S. SCHULT, *Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity*, Phys. Rev. Lett, 2000.
- [V.G.Veselago, 1968] V.G.VESELAGO, “THE ELECTRODYNAMICS OF SUBSTANCES WITH SIMULTANEOUSLY NEGATIVE VALUES OF  $\epsilon$  AND  $\mu$ ”, *Sov.Phys Usp*, 1968.

